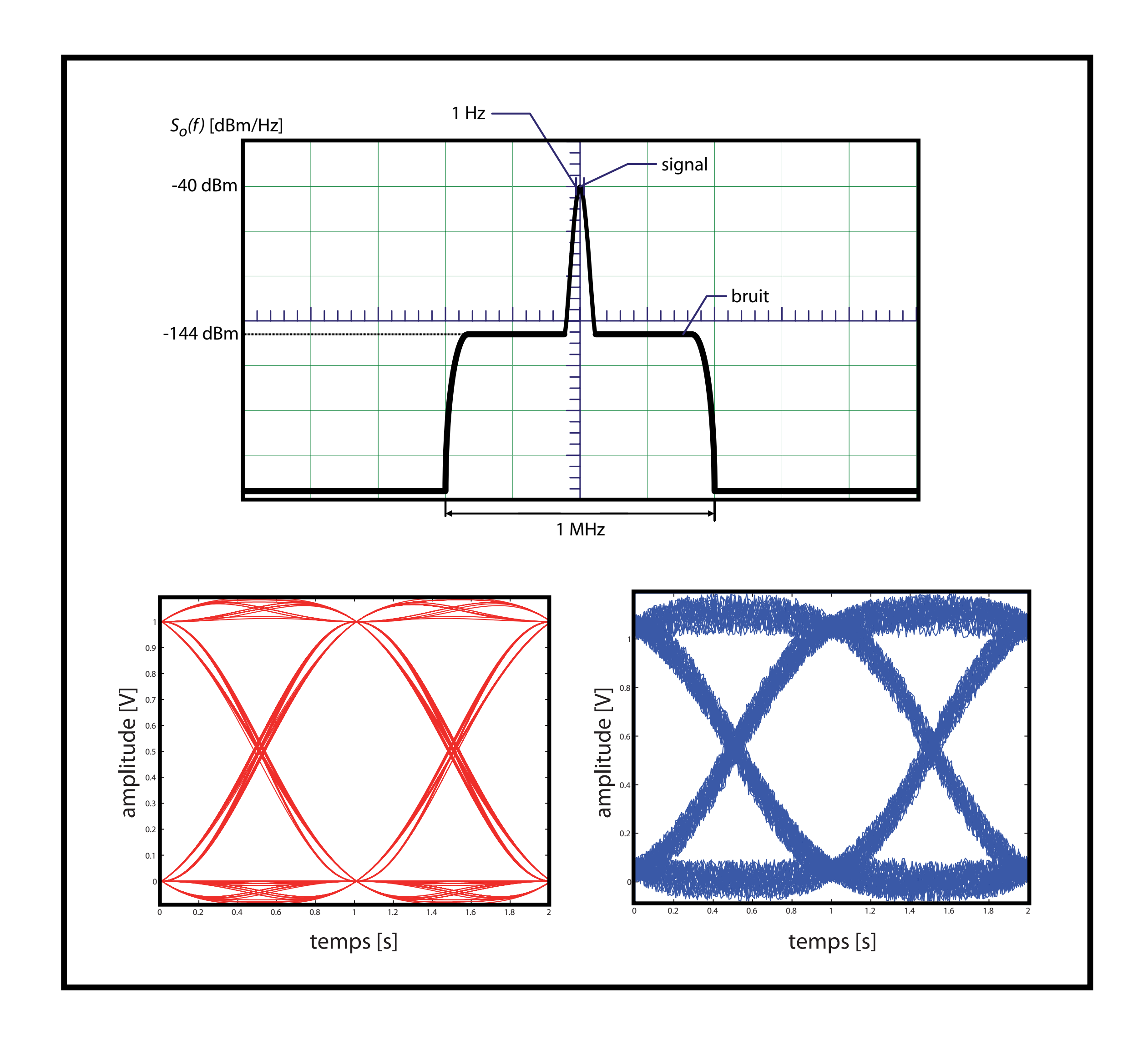
GEL-3006 Systèmes de communications

Manuel de laboratoire



Laboratoire de radiocommunications et de traitement de signal (LRTS)
Département de génie électrique et de génie informatique
Faculté des sciences et de génie, Université Laval

Septembre 2012

Table des matières

Introduction

Pour réussir une expérience,
on doit penser à ce que l'on voit et
non voir ce que l'on pense.

Définition des objectifs

Objectif général : illustrer, par la pratique, les principales fonctions rencontrées dans tout système de communication, quel qu'en soit le type.
Objectif particulier : développer des habiletés dans la manipulation des diverses fonctions retrouvées dans tout système de communication.

Plus précisément, il s'agit d'apprendre le maniement des principaux instruments de mesures utilisés dans le domaine des télécommunications. Parmi ceux-ci on retrouve

- le voltmètre *TRUE RMS* ou le wattmètre ,
- le voltmètre DC ,
- le fréquencemètre,
- l'analyseur de spectre,
- l'analyseur logique et
- l'oscilloscope.

L'étudiant devra aussi apprendre à caractériser les éléments essentiels des systèmes de communications analogiques et numériques et les interconnecter entre eux pour mettre en pratique les notions théoriques vues en classe.

Un mot d'histoire

Vous trouverez sans doute curieux de retrouver, dans un manuel de laboratoire, un thème comme celui-ci. Il ne s'agit pas de faire l'histoire des télécommunications, ni celle des bienfaits que celles-ci ont pu apporter à nos sociétés. Il s'agit seulement de faire état ici de la contribution du Département de génie électrique et de génie informatique à la réalisation de tous les appareils utilisés dans le cadre de ces séances

de laboratoire et de bien d'autres encore que vous n'aurez pas, pour la plupart, l'occasion d'utiliser.

En effet, la compagnie Lab-Volt, l'entreprise manufacturière de tout le matériel utilisé dans le cadre de ce laboratoire est une entreprise dont la principale usine est située à Québec. Jusqu'au début des années 80, on y fabriquait exclusivement du matériel didactique pour l'apprentissage de l'électrotechnique. À compter de 1983, deux professeurs du département, MM. Gilles-Y. Delisle et Michel Lecours, avec deux anciens diplômés du département, MM. John Ahern et Marcel Pelletier ont entrepris de concevoir du matériel spécifique pour l'enseignement des systèmes de communications. Des modules rudimentaires ont été fabriqués localement, puis mis à l'épreuve pendant quelques sessions. Parallèlement des protocoles d'expériences ont été écrits, puis raffinés.

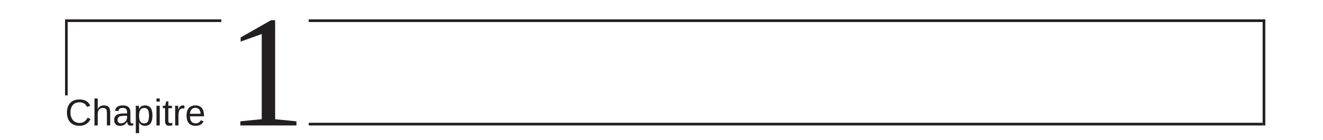
Ce travail s'est poursuivi pendant quelques années dans le cadre d'une entente parrainée par le gouvernement du Canada. Le résultat à ce jour est extraordinaire : quelque 75 modèles différents ont été mis au point, tous fabriqués en milliers d'exemplaires par Lab-Volt et vendus dans plus de 30 pays du monde. Un bon nombre de nos diplômés oeuvrent au sein de l'entreprise et ce, à tous les niveaux.

Ces laboratoires ont été préparés dans le cadre du cours *Systèmes de communications*, GEL-3006 au département de génie électrique et de génie informatique de l'Université Laval. Ils sont inspirés des précédents laboratoires du professeur Béatrice Philibert. On se doit aussi de souligner l'apport des professeurs G-Y. Delisle, P. Fortier et D. Grenier à l'amélioration de ces laboratoires. La mise en page a été effectuée par MM. Jean-Sébastien Néron et Simon Mathieu. M. Viet-Ha Pham a contribué aux mises à jour des versions de 2006 et de 2009. L'expertise technique de MM. Gaétan Bernier et de François Bérubé a contribué à l'amélioration des expériences de laboratoire et à la mise au point des équipements nécessaires à celles-ci.

Recommandations particulières

- L'équipe de correction compte sur la réception d'un rapport de facture professionnelle, dont les auteurs sont clairement identifiés.
- Le poste de travail sera aussi identifié, de même que la liste des composants et instruments de mesures utilisés à des fins expérimentales. Le lecteur doit être en mesure de reproduire vos résultats.
- Il importe de présenter d'abord les objectifs de la séance de travail et les diverses étapes que l'on entend utiliser pour y parvenir. Cette opération vous amènera à présenter la justification des mesures que vous vous apprêtez à réaliser.
- Vous aurez inscrit clairement, sur toutes les courbes tracées ou obtenues, les échelles horizontales et verticales. L'absence de cette information enlève toute signification à vos imprimés. Les dimensions les plus fréquentes seront naturellement la fréquence, la puissance, le temps et l'amplitude.
- Lorsque des mesures de puissance seront en jeu, il faudra inscrire la valeur de l'impédance dans laquelle la mesure a été effectuée.

– Lorsqu'il y aura écart entre les valeurs attendues et celles mesurées, il faudra le noter et chercher à fournir une explication sensée.
– Il faudra évidemment conclure : une brève synthèse et la mise en évidence des phénomènes importants que vous avez pu observer.



Analyse spectrale

Avant de discuter des systèmes de communications, il est primordial de réviser les notions de séries et transformées de Fourier ; en voici les principales définitions.

Qu'est-ce que l'analyse spectrale ?

L'analyse spectrale est l'étude, pour un signal donné, de la répartition de sa puissance ou de son énergie en fonction de la fréquence.

Comment peut-on réaliser une analyse spectrale ?

Pour mettre en évidence la répartition de la puissance ou de l'énergie d'un signal, soit le spectre de puissance, deux moyens simples sont mis à notre disposition : le premier est théorique, l'analyse de Fourier et le second est l'analyseur de spectre.

Qu'est-ce qu'un analyseur de spectre ?

Alors qu'un oscilloscope permet d'observer un signal dans le domaine du temps, un analyseur de spectre permet l'observation de ce même signal dans le domaine des fréquences. L'analyse complète du spectre d'un signal nécessite l'observation de la phase autant que l'amplitude. En accord avec ce que l'appareil disponible au laboratoire peut nous fournir, on ne fera ici que l'analyse spectrale en amplitude. Ce type d'appareil est d'ailleurs limité à l'observation des signaux périodiques et de longue durée.

Qu'est-ce que l'analyse de Fourier ?

C'est un outil mathématique qui assure la correspondance entre le signal tel qu'exprimé dans le domaine du temps et son spectre dans le domaine des fréquences.

Qu'est-ce qu'un mélangeur ?

C'est un dispositif non linéaire permettant d'effectuer la transposition en fréquence d'un signal. Si on applique à une entrée un signal $V_i(f)$ et à l'autre une sinusoïde de fréquence f_c, on obtient à la sortie du mélangeur $\frac{1}{2}V_i(f - f_c)$ et $\frac{1}{2}V_i(f + f_c)$ et une multitude d'autres produits qu'on ne considérera pas pour cette explication. La prochaine figure démontre bien le fonctionnement du mélangeur, si on ne considère que les termes désirés à la sortie : les autres sont éliminés au besoin par filtrage.

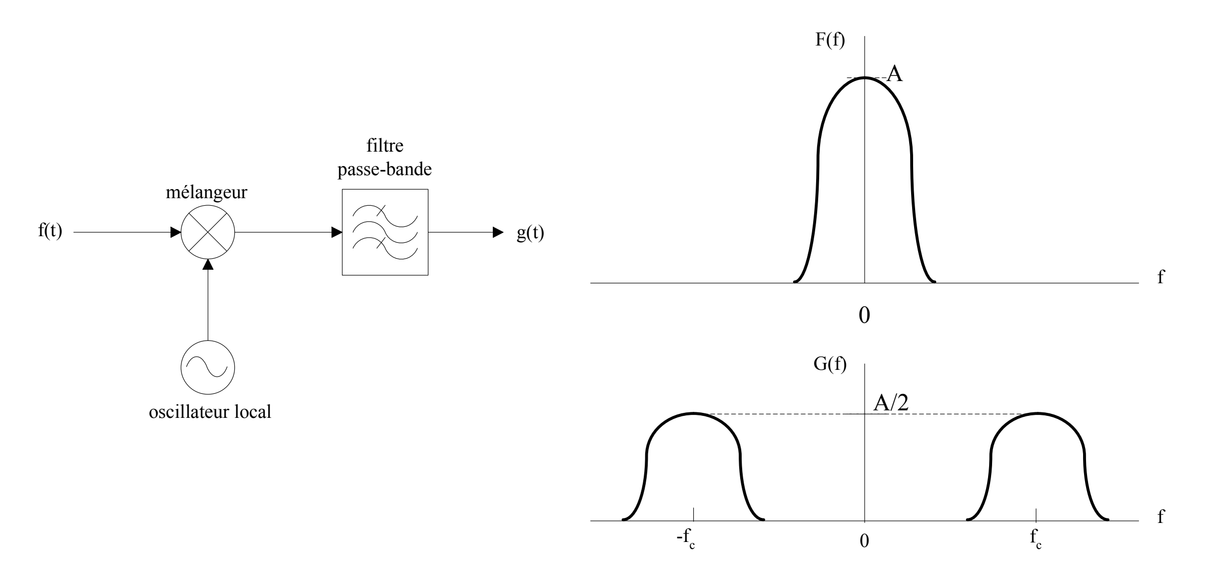


FIGURE 1.1: Utilisation d'un mélangeur et spectres associés.

1.1 Théorie

Le théorème de Parseval

La puissance d'un signal peut se calculer dans le domaine temporel ou dans le domaine des fréquences. Pour des fins théoriques, les calculs de puissance sont normalisés ; la puissance moyenne calculée est pour une résistance de 1 Ω. Pour un signal périodique, on calcule la puissance moyenne normalisée dans le domaine temporel comme suit :

$$P = \frac{1}{T}\int_{-T/2}^{T/2} f(t)f^*(t)dt \qquad (1.1)$$

$$= \frac{1}{T}\int_{-T/2}^{T/2} |f(t)|^2 dt \quad \text{[W]}. \qquad (1.2)$$

Avec les séries de Fourier, on montre que tout signal périodique peut être décom-

posé en une infinité d'exponentielles complexes :

$$f(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} F_n e^{jn\omega_0 t}. \tag{1.3}$$

Selon le théorème de Parseval, la puissance d'un signal périodique peut aussi se calculer à partir de la série de Fourier comme suit :

$$P = \frac{1}{T}\int_{-T/2}^{T/2} |f(t)|^2 dt \tag{1.4}$$

$$= \sum_{n=-\infty}^{\infty} |F_n|^2. \tag{1.5}$$

Pour chaque exponentielle de la série, il existe une raie spectrale d'amplitude F_n ou de puissance correspondante $|F_n|^2$, ce qui implique qu'on peut aisément déduire la puissance d'un signal en faisant la sommation des puissances de toutes les raies spectrales de son spectre.

1.2 Exercices préparatoires

Note : Afin d'alléger la tâche, on considérera seulement la fondamentale et les 4 harmoniques non nulles suivantes.

1. Calculer et dessiner le spectre de tension pour les signaux suivants (on suppose ici la périodicité) :
2. Pour les signaux de l'exercice précédent, dessiner le spectre de densité de puissance.
3. Vérifier les résultats précédents (pour les signaux a, b et c) à l'aide du théorème de Parseval en comparant les puissances obtenues dans le domaine des fréquences vs la puissance calculée dans le domaine temporel. Suggestion : utiliser les séries de Fourier pour trouver la puissance totale dans le domaine fréquentiel.
4. Réflexion sur la définition du dBm :
   (a) Dans une impédance de charge de 50 Ω, quel niveau de tension correspond à -20 dBm ?
   (b) En donnant la réponse en dBm, que vaut 0 dBm + 0 dBm ?
   (c) L'impédance de sortie du générateur de signaux et l'impédance d'entrée de l'analyseur de spectre sont toutes deux de 50 Ω ; la puissance d'une raie spectrale telle que lue sur l'écran de l'analyseur de spectre est -20 dBm. Quelle serait la nouvelle mesure si l'impédance d'entrée de l'analyseur de spectre devenait 1 MΩ et ce, tout en conservant une impédance de sortie du générateur de signaux à 50 Ω ?

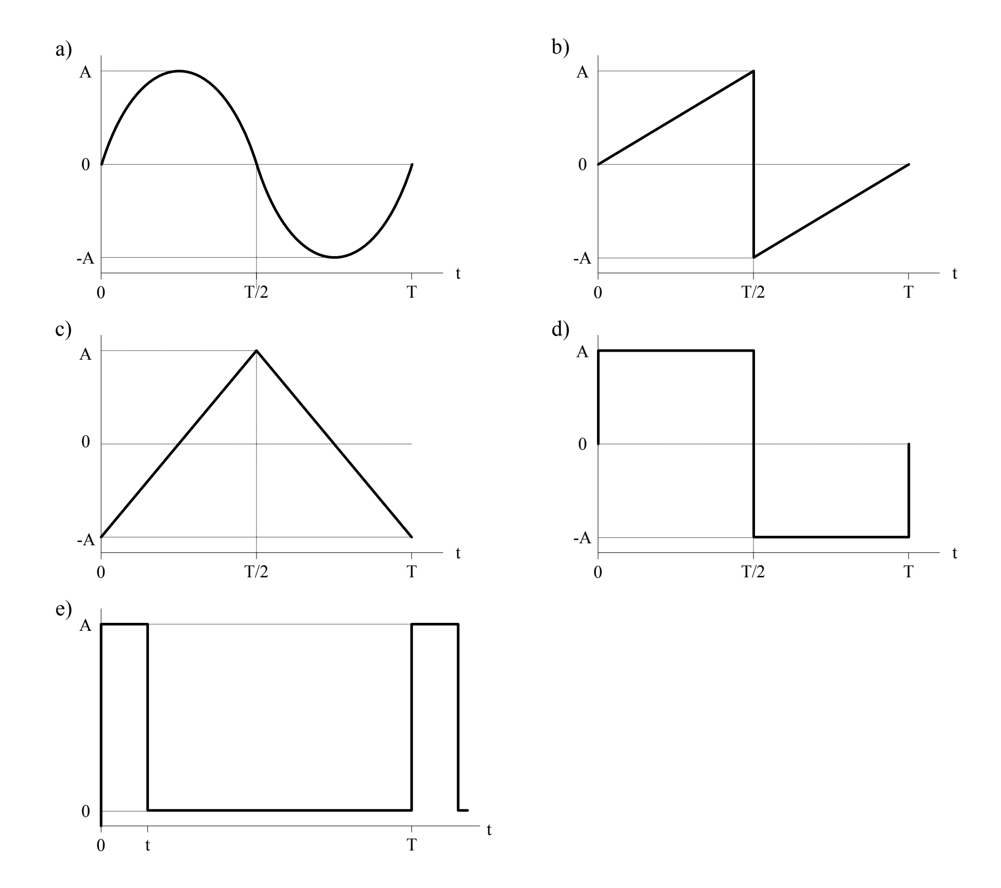


FIGURE 1.2: Formes d'ondes de l'exercice 1.

5. Pour un train d'impulsions de période T ayant des impulsions de durée τ, tel qu'illustré à la figure 1.2e), donner l'expression de la position des zéros de l'enveloppe du spectre en fonction de la fréquence fondamentale du train d'impulsions et du rapport $\frac{\tau}{T}$.
6. Pour le spectre suivant, calculer le rapport signal/bruit en dB.
7. Sachant que le signal d'entrée d'un amplificateur RF est le signal $S_i(f)$ du problème précédent et que son signal de sortie $S_o(f)$ a le spectre suivant, trouver le gain de l'amplificateur et son facteur de bruit.

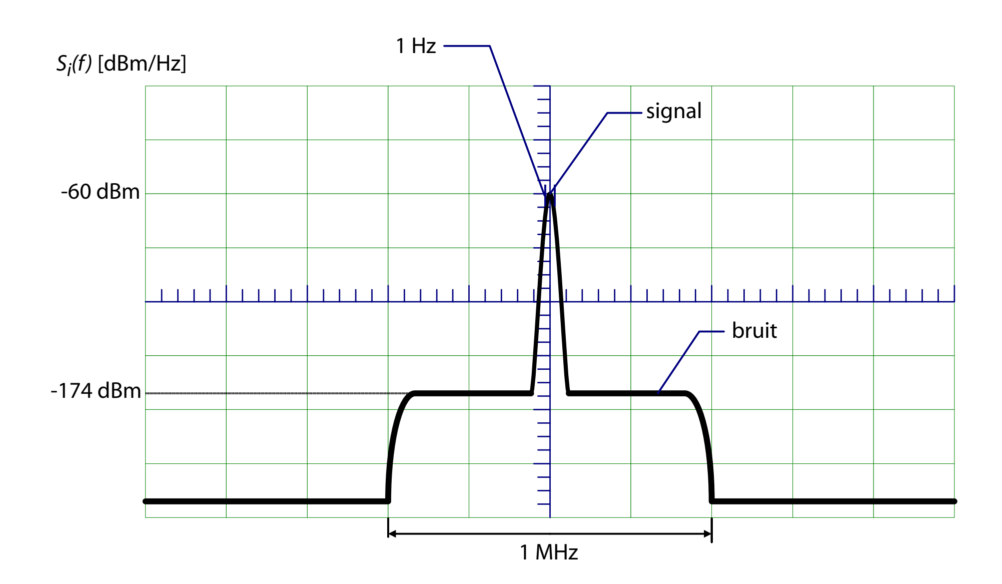


FIGURE 1.3: Spectre de puissance de l'exercice 6.

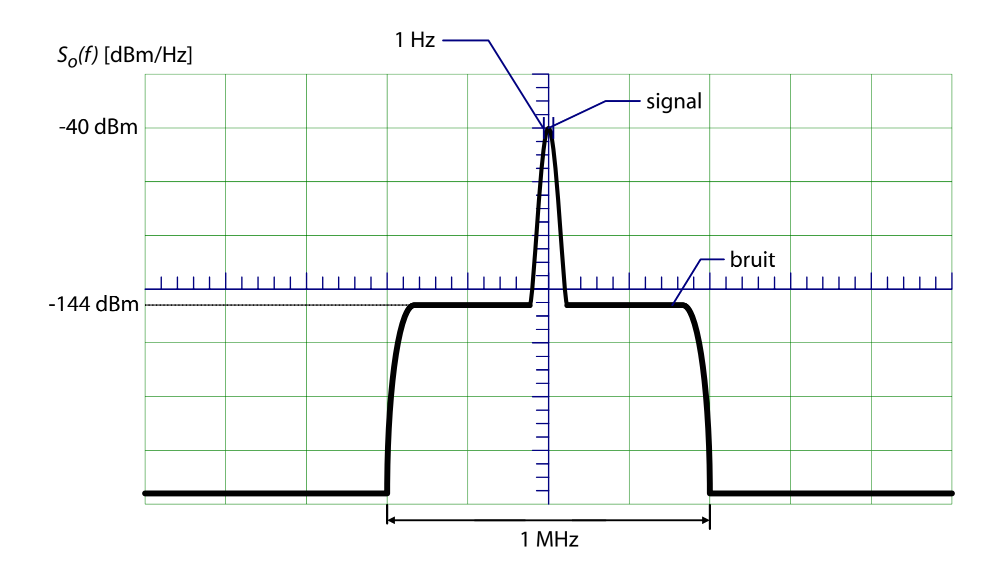


FIGURE 1.4: Spectre de puissance de l'exercice 7.

1.3 Expérimentation

Pour obtenir les formes d'ondes nécessaires au laboratoire, on utilisera le générateur de fonctions 9402 de LAB-VOLT. La reproduction en annexe permet de comparer la façade de l'appareil que vous avez devant vous avec un dessin où sont données, par renvois numérotés, les fonctions de chaque entrée, sortie, bouton poussoir et autre.

Pour observer le spectre des signaux générés, il vous faudra l'analyseur de spectre Anritsu MS2711D. Afin de ne pas surcharger l'entrée de l'analyseur de spectre, assurez-vous de mettre l'atténuateur en mode MANUEL et d'ajuster l'atténuation à au moins 20 dB. Il faudra enfin s'initier à l'utilisation du voltmètre *TRUE RMS*, LAB-VOLT 9404, lequel devient un wattmètre si l'impédance dans laquelle s'effectue la mesure est de 50 Ω. Il faut également se familiariser avec l'utilisation de l'oscilloscope numérique Tektronix TDS1012.

1. *Analyse spectrale d'une sinusoïde*
   Générer une sinusoïde de 90 kHz et d'amplitude 0,5 V$_{cc}$ (tension crête à crête) dans 50 Ω. Observer et tracer le spectre de la sinusoïde donné par l'analyseur de spectre avec pour impédance d'entrée 50Ω. Calculer le taux de distorsion harmonique du générateur d'ondes sinusoïdales en utilisant l'expression

$$THD = \frac{\sqrt{A_2^2 + A_3^2 + \cdots + A_n^2}}{A_1} \times 100 \quad [\%] \tag{1.6}$$

   où A_1 est l'amplitude de la fondamentale et A_n l'amplitude de la n^{e} harmonique. Justifier le nombre d'harmoniques prises en compte dans le calcul de la distorsion et commenter la qualité du générateur.

2. *Analyse spectrale d'une rampe*
   Observer et imprimer le spectre d'une onde en dent de scie (rampe) d'amplitude de 0,2 V_{cc} et de fréquence 10 kHz. Comparer le spectre observé avec le spectre théorique calculé dans les exercices préparatoires.

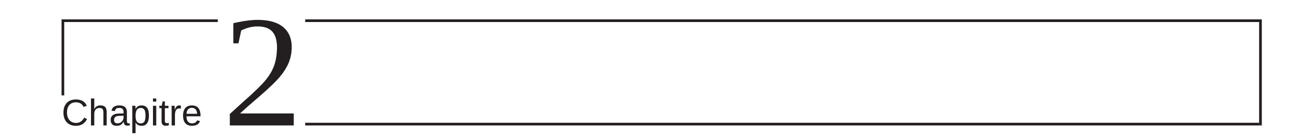
3. *Analyse spectrale d'une onde triangulaire*
   Observer et imprimer le spectre d'une onde triangulaire d'amplitude 0,2 V$_{cc}$ et de fréquence 90 kHz. Comparer le spectre observé avec le spectre théorique obtenu dans les exercices préparatoires.

4. *Vérification du théorème de Parseval*
   En appliquant le théorème de Parseval, démontrer la correspondance entre le calcul de la puissance moyenne d'un signal à partir de son spectre et la mesure dans le domaine temporel pour l'onde triangulaire de l'étape précédente. Pour ce faire, utiliser le voltmètre *TRUE RMS* : assurez-vous de bien ajuster la tension RMS de référence à zéro. Vous pouvez également utiliser l'oscilloscope.

5. *Analyse spectrale d'un train d'impulsions*
   (a) Observer et tracer le spectre d'un train d'impulsions d'amplitude 0,2 V$_{cc}$ et de fréquence 90 kHz. La largeur des impulsions est $\tau = \frac{T}{5}$, T étant la

période du train. Comparer le spectre observé avec le spectre théorique et discuter de la position des zéros de l'enveloppe.

(b) Produire ensuite un train d'impulsions dont toutes les harmoniques paires sont nulles (en jouant sur la valeur du rapport $\frac{\tau}{T}$). Calculer le cycle d'opération (*duty-cycle*) et justifier les résultats.



Modulation d'amplitude

Pour transmettre un signal à l'aide d'ondes radio, il est nécessaire de translater son contenu fréquentiel à l'aide d'une porteuse à haute fréquence, un procédé appelé modulation. Cette opération diminue les dimensions physiques de l'antenne et permet la transmission simultanée de plusieurs signaux sur un même canal sans qu'il y ait d'interférence entre eux. Pour obtenir la modulation, il faut modifier les paramètres d'un signal haute fréquence (la porteuse) en fonction de l'information qu'on désire transmettre (le signal modulant). Les paramètres de la porteuse qui peuvent être modifiés, dans le cas analogique, sont l'amplitude, la fréquence et la phase. Pour chaque variation de ces paramètres, on obtient respectivement la modulation d'amplitude (MA), la modulation de fréquences (MF) et la modulation de phase (MP). Dans le cadre de ce laboratoire, il sera question de la modulation d'amplitude.

2.1 Théorie

Une porteuse quelconque peut s'exprimer comme suit :

$$e(t) = A\cos\theta(t) \tag{2.1}$$

où A est l'amplitude de la porteuse et $\theta(t)$ est la phase instantanée de ce signal.

Les expressions analytiques des signaux modulés selon les trois méthodes énumérées plus haut sont :

- Modulation d'amplitude :

$$e(t) = [E_c + m(t)]\cos(2\pi f_c t) \tag{2.2}$$

- Modulation de fréquence :

$$e(t) = A\cos\left(2\pi f_c t + 2\pi k_f \int m(t)dt\right) \tag{2.3}$$

- Modulation de phase :

$$e(t) = A\cos(2\pi f_c t + k_p m(t)). \tag{2.4}$$

Comme on le voit pour la modulation d'amplitude, la phase instantanée $\theta(t)$ varie linéairement en fonction du temps et de la vitesse angulaire $2\pi f_c$ [rad/s]. Le signal modulant $m(t)$ affecte l'amplitude de la porteuse seulement. Pour les deux autres méthodes de modulation, l'amplitude de la porteuse demeure constante tandis que la phase $\theta(t)$ est modifiée par le signal modulant $m(t)$.

En MA, on utilise la description ci-dessous pour qualifier le signal :

- $e_c(t) = E_c \cos(2\pi f_c t)$ est la **porteuse** de fréquence f_c et d'amplitude E_c.
- $m(t)$ est le **signal modulant** ; c'est l'information qu'on désire transmettre (voix, musique, données, etc.).
- $e(t) = [E_c + m(t)] \cos(2\pi f_c t)$ est le **signal modulé** en amplitude.

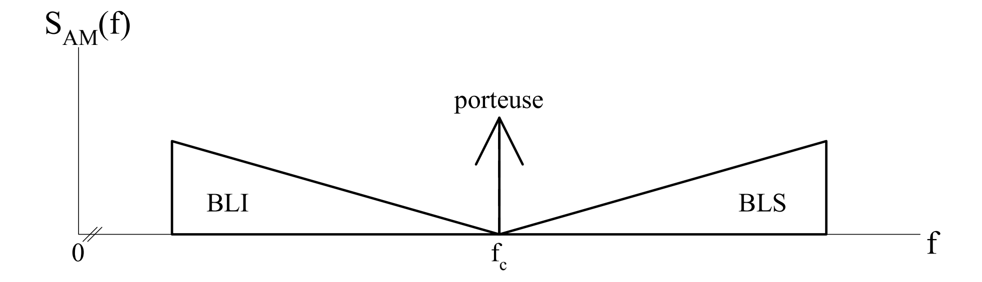


FIGURE 2.1: Spectre d'un signal modulé en amplitude.

Du point de vue spectral, on retrouve la porteuse et les bandes latérales inférieure et supérieure (BLI et BLS).

2.1.1 Mesure de l'indice de modulation

Comme on peut le constater en observant le spectre d'un signal modulé en amplitude, seulement une partie de la puissance totale est consacrée à l'information utile (bandes latérales). Le reste de la puissance est utilisé pour transmettre la porteuse. Puisque la porteuse ne contient aucune information, sa transmission constitue une dépense d'énergie supplémentaire n'améliorant pas pour autant la qualité du signal reçu. L'indice de modulation sert à mesurer la répartition de la puissance d'un signal modulé en considérant la tension de la porteuse et celle du signal modulant. Pour un signal modulant sinusoïdal

$$m(t) = E_m \cos(2\pi f_m t) \tag{2.5}$$

l'indice de modulation se calcule comme suit :

$$m_a = \frac{E_m}{E_c}. \tag{2.6}$$

Il existe plusieurs méthodes expérimentales pour mesurer l'indice de modulation d'un signal MA. Dans le cadre de ce laboratoire, nous nous servirons principalement de deux de celles-ci ; la méthode des amplitudes et la méthode du trapèze. Il est à noter que ces deux méthodes sont de type temporel et voici comment elles s'appliquent.

Méthode des amplitudes

Cette méthode consiste à afficher sur un oscilloscope le signal modulé et de calculer l'indice de modulation m_a à l'aide des amplitudes maximales et minimales tel que démontré sur la figure 2.2. Assurez-vous d'observer au moins une période complète du signal modulant.

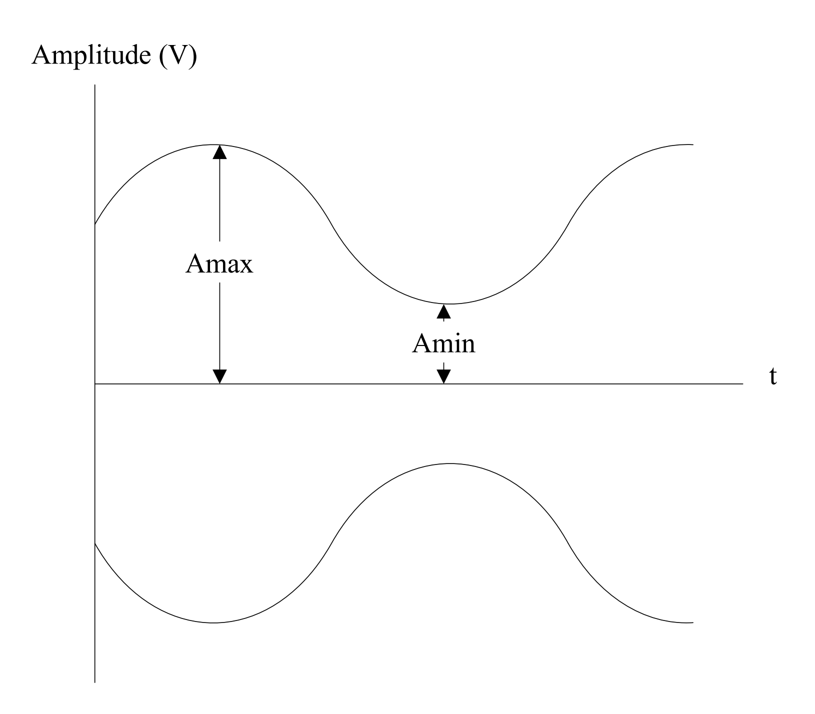


FIGURE 2.2: Mesure de l'indice de modulation par la méthode des amplitudes.

L'indice de modulation se calcule comme suit :

$$m_a = \frac{E_m}{E_c} = \frac{A_{max} - A_{min}}{A_{max} + A_{min}} \tag{2.7}$$

Méthode du trapèze

On peut aussi mesurer l'indice de modulation m_a en affichant sur l'écran d'un oscilloscope, en mode XY, le signal suivant où l'entrée X, i.e. *CH 1*, (déviation horizontale) est le signal modulant tel qu'appliqué à l'entrée du modulateur MA et l'entrée Y, *CH 2*, (déviation verticale) est le signal MA.

On détermine l'indice de modulation à partir de l'expression suivante :

$$m_a = \frac{E_m}{E_c} = \frac{B - A}{B + A}. \tag{2.8}$$

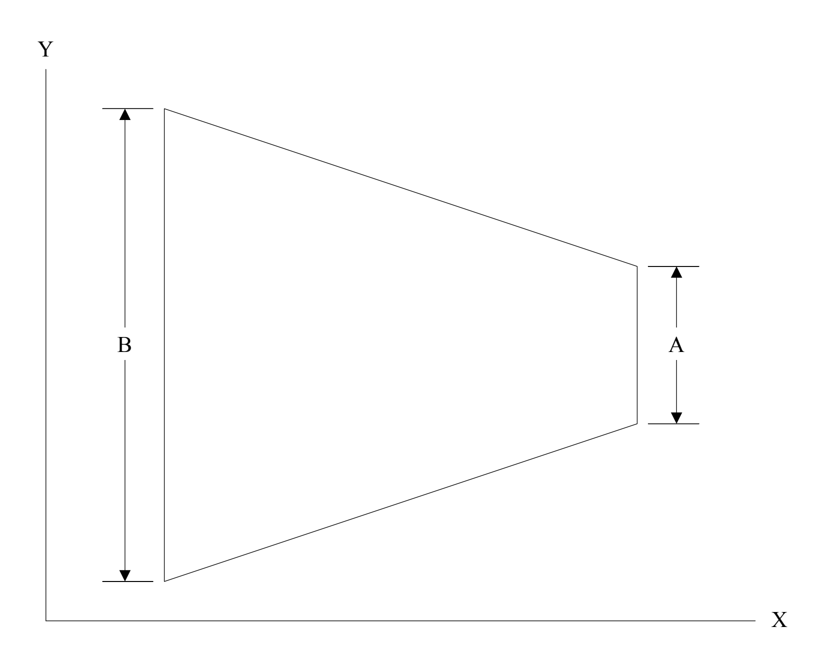


FIGURE 2.3: Mesure de l'indice de modulation par la méthode du trapèze.

2.2 Exercices préparatoires

1. Soit un signal $m(t) = E_m \cos(2\pi f_m t)$ modulant la porteuse $E_c \cos(2\pi f_c t)$ pour donner le signal modulé avec porteuse $e(t) = [E_c + m(t)] \cos(2\pi f_c t)$. En vous référant à la méthode des amplitudes pour la mesure de l'indice de modulation telle que décrite précédemment,
   (a) vérifier que l'amplitude du signal modulant est donnée par l'expression suivante :
   $$E_m = 0.5[A_{max} - A_{min}]$$
   et que celle de la porteuse est donnée par :
   $$E_c = 0.5[A_{max} + A_{min}].$$
   (b) Démontrer que l'indice de modulation m_a vérifie l'équation :
   $$m_a = \frac{E_m}{E_c} = \frac{A_{max} - A_{min}}{A_{max} + A_{min}}$$
   (c) Donner l'expression de la transformée de Fourier du signal modulé $e(t)$.
   (d) Tracer le spectre de $e(t)$.
   (e) Tracer le spectre de la densité de puissance de $e(t)$ et calculer sa puissance totale.
   (f) Déterminer le pourcentage maximal de la puissance totale contenue dans les bandes latérales sachant que $m_a \leq 1$.

2. Donner l'expression théorique de l'indice de modulation pour un signal MA en fonction des puissances des bandes latérales P_{BLI}, P_{BLS} et de la porteuse P_c obtenues par l'observation du spectre du signal.
3. Soit le schéma montré en figure 2.4 où $f_c \gg f_m$.

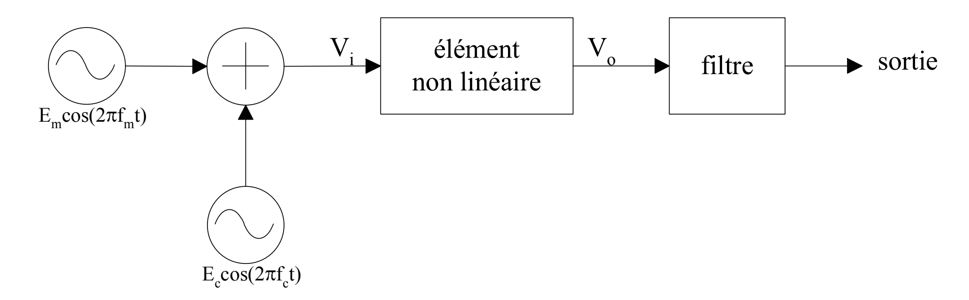


FIGURE 2.4: Schéma de réalisation d'une modulation d'amplitude.

   (a) Sachant que le comportement de l'élément non-linéaire est décrit par l'équation :
   $$V_o = a_1 V_i + a_2 V_i^2 + ... + a_n V_i^n, \tag{2.9}$$
   démontrer que ce circuit permet de réaliser une modulation d'amplitude ; pour ce faire, ne considérer que les deux premiers termes de la série décrivant V_o.
   (b) En supposant une forme quelconque et facile à reproduire pour le signal modulant $m(t)$, tracer le spectre d'amplitude de $V_o(t)$; indiquer clairement les fréquences utiles.
   (c) Dire de quel type doit être le filtre employé pour ne conserver que le signal MA.
   (d) Déterminer la ou les fréquences de coupure de ce filtre.
4. **Efficacité d'une modulation d'amplitude.** On définit l'efficacité η comme étant le rapport de la puissance du signal modulant sur la puissance du signal modulé :
   $$\eta = \frac{P_{\text{bandes latérales}}}{P_{\text{totale}}} \times 100 \quad [\%]. \tag{2.10}$$
   Démontrer, à partir de l'équation précédente, que l'efficacité η en fonction de l'indice de modulation m_a se calcule comme suit :
   $$\eta = \frac{m_a^2}{m_a^2 + 2} \quad , [\%]. \tag{2.11}$$

2.3 Expérimentation

2.3.1 Appareillage requis

Pour produire des signaux MA, il faut le générateur de fonctions LAB-VOLT 9402 et le générateur AM/DSB/SSB LAB-VOLT 9410. Pour ce qui est du générateur MA, assurez-vous que le niveau de la porteuse est en position de « surmodulation » linéaire (bouton CARRIER LEVEL enfoncé). Pour obtenir un signal modulé en DBL-PS, tourner le bouton ajustant le niveau de la porteuse jusqu'à son minimum. Pour produire un signal MA avec porteuse, il suffit de placer ce bouton dans une position autre que la position minimale.

Vous pouvez régler l'indice de modulation du générateur AM/DSB/SSB en ajustant simultanément le niveau du signal modulant (la sortie du générateur de fonctions) et celui de la porteuse. Ajoutons que la sortie MA du générateur AM/DSB/SSB peut varier en amplitude par l'ajustement de l'amplificateur RF (bouton RF GAIN) et que pour les signaux MA et DBL, la fréquence de la porteuse se règle avec le bouton RF TUNING.

2.3.2 Formes d'ondes

Générer un signal MA avec une porteuse de fréquence 1 MHz modulée par une sinusoïde de fréquence 50 kHz. Pour les indices $m = 0.5$, $m = 1$ et $m = 2$, tracez et commentez les figures obtenues. Comparez les méthodes d'estimation (amplitude et trapèze) de l'indice de modulation telles que décrites dans l'énoncé théorique du laboratoire.

2.3.3 Analyse spectrale de la modulation d'amplitude

Observer et tracer les spectres d'une porteuse à 1 MHz modulée dans les conditions suivantes :

Note : Pour le signaux MA dont le modulant est carré, prendre en note la puissance des raies jusqu'à 350 kHz de la porteuse.

TABLE 2.1 – Conditions d'étude de la modulation d'amplitude.

Modulation	Modulant		Indice de modulation
	Type	Fréquence	
a) MA	sinusoïde	50 kHz	50 %
b) MA	sinusoïde	50 kHz	100 %
c) MA	sinusoïde	50 kHz	200 %
d) MA	onde carrée	50 kHz	50 %
e) MA	onde carrée	50 kHz	100 %
f) BLD-PS	sinusoïde	50 kHz	—

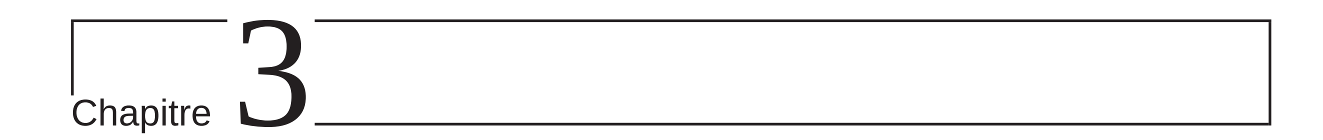
Pour les spectres et mesures obtenus, déduire l'indice de modulation à partir des puissances contenues dans la porteuse et dans les bandes latérales, à l'exception du signal BLD-PS. Globalement, comparer les formes générales des spectres tracés et commenter les différences observées entre les signaux modulés.

2.3.4 Qualité de la démodulation pour m > 100 %.

Lorsque l'indice de modulation est supérieur à 100%, commenter la qualité de la réception qu'on peut attendre d'un détecteur d'enveloppe. Qu'en est-il de la qualité de la réception pour un détecteur synchrone ou cohérent.

2.3.5 Efficacité de la modulation

Générer un signal MA ayant une porteuse de fréquence 1 MHz et un signal modulant sinusoïdal de 50 kHz. Tout en gardant l'amplitude de la porteuse constante, varier l'amplitude du signal modulant afin d'obtenir les indices $m_a = 0$ et $m_a = 1$. Dans chacun de cas, mesurer la tension efficace du signal modulé et interpréter les résultats en discutant de l'efficacité de la modulation. Quelle est l'efficacité à $m_a = 1$ obtenue en fonction de vos mesures ?



Réception d'un signal MA

Comme dans tout système de télécommunications, diverses opérations s'imposent pour récupérer l'information transmise et c'est ce qui constitue la réception. Parmi ces étapes, on retrouve le filtrage, l'amplification, la conversion en fréquence et la démodulation. Le présent laboratoire a pour but l'analyse et l'expérimentation des principaux dispositifs nécessaires à la réception.

3.1 Théorie

3.1.1 Description d'un détecteur synchrone

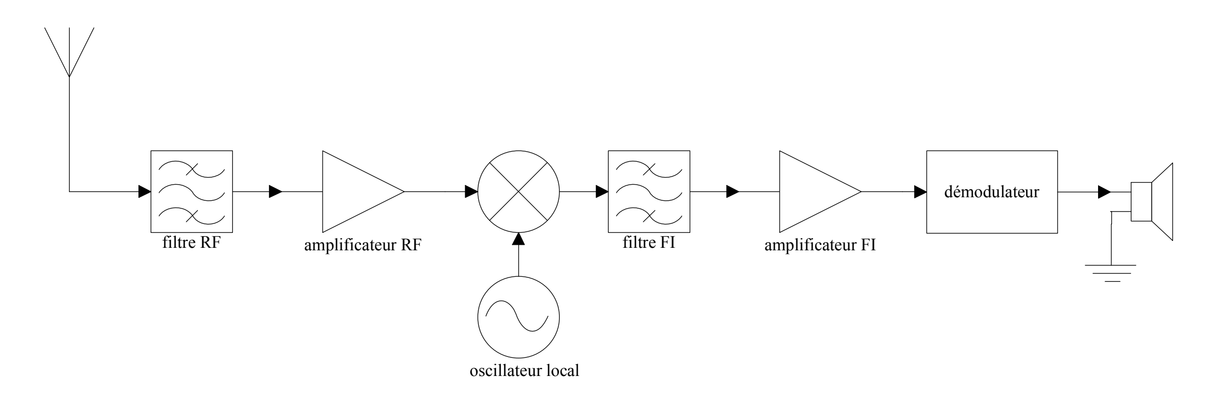


FIGURE 3.1: Schéma d'un récepteur superhétérodyne.

Comme on le voit sur la figure précédente, le signal RF est d'abord appliqué à un filtre passe-bande dont la fréquence centrale est ajustée à la fréquence du signal désiré. Ce filtre a pour effet d'éliminer en tout ou en partie les signaux indésirables qui parviennent à l'antenne. Par la suite, l'amplitude du signal filtré est rehaussée par un amplificateur à faible bruit. Le signal sortant de l'amplificateur est transposé à la fréquence intermédiaire par le biais du mélangeur et de l'oscillateur. La fréquence de l'oscillateur est ajustée pour faire en sorte que la somme ou la différence des

fréquences des signaux à l'entrée du mélangeur se retrouve dans la bande passante de l'étage de fréquence intermédiaire. Autrement dit, la fréquence de l'oscillateur local se calcule comme suit :

$$f_{OL} = f_c \pm f_{FI} \tag{3.1}$$

La sortie du mélangeur passe par la suite dans un filtre passe-bande centré à la fréquence intermédiaire, éliminant ainsi toutes les fréquences indésirables se retrouvant à la sortie du mélangeur. Parmi ces fréquences, on retrouve entre autres une multitude de produits de la multiplication du signal RF par l'oscillateur local. Le signal sortant du filtre FI est par la suite amplifié pour finalement être appliqué au détecteur d'enveloppe et reconstituer le signal modulant. Le contrôle automatique de gain sert à maintenir l'amplitude de la sortie démodulée à un niveau constant peu importe la puissance du signal RF qu'on retrouve à l'entrée du récepteur.

3.1.2 La fréquence image

À la sortie du mélangeur, on retrouve des composantes à des fréquences correspondant à la somme et à la différence des fréquences d'entrée et de l'oscillateur local. Pour une même fréquence intermédiaire, il est possible de démoduler 2 signaux. Ces signaux sont situés à $f_{FI} - f_{OL}$ et $f_{FI} + f_{OL}$. La fréquence image est la composante fréquentielle située à $2f_{FI}$ du signal désiré ($+2f_{FI}$ pour de l'injection par le haut et $-2f_{FI}$ pour l'injection par le bas). Un signal situé à la fréquence image peut causer une interférence considérable voire fatale au signal désiré. Heureusement, un bon filtrage à l'entrée du récepteur permet un meilleur rejet de la fréquence image. Voici une illustration de la conversion en fréquence pour une injection par le haut ($f_{OL} > f_c$).

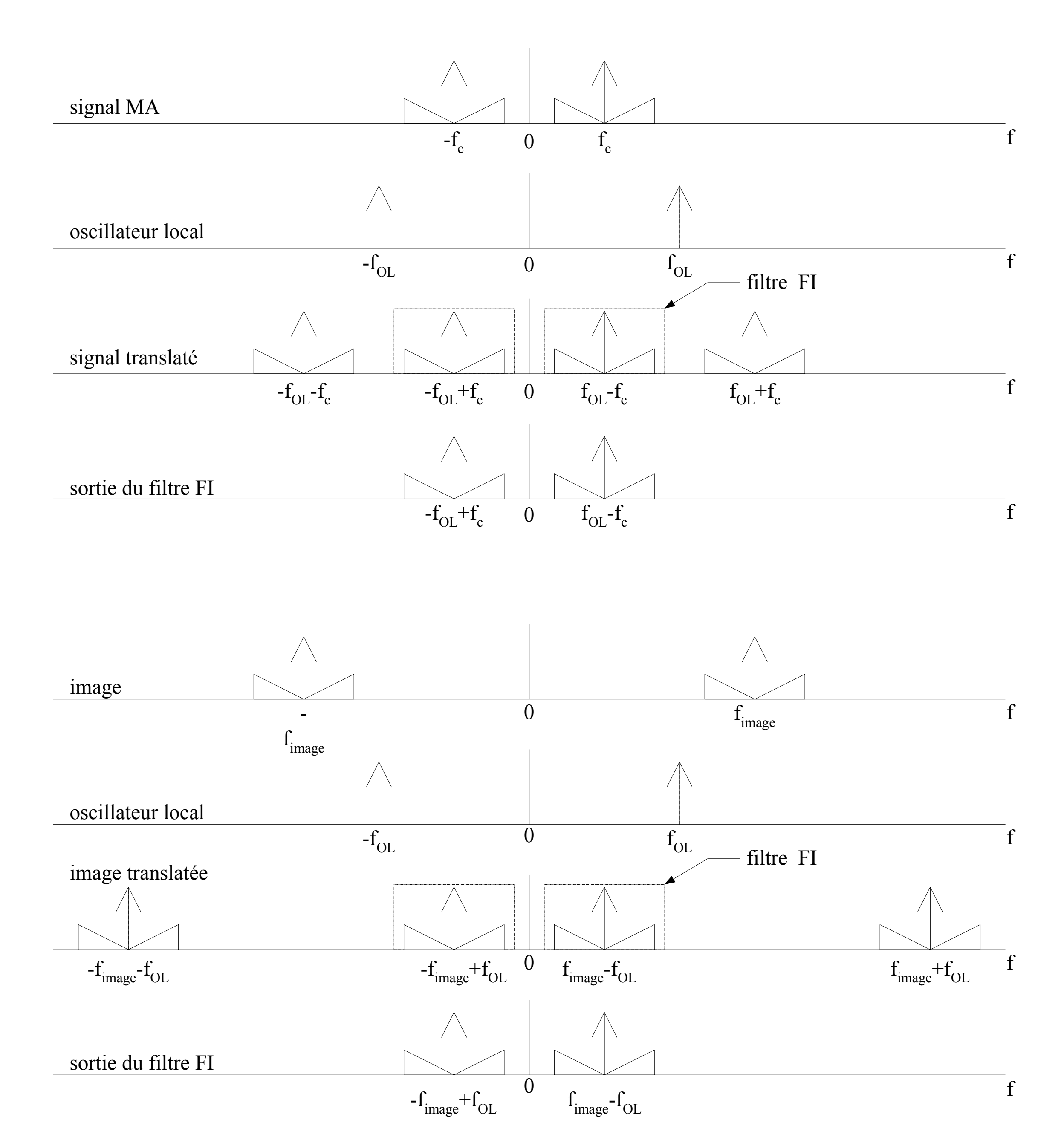


FIGURE 3.2: Conversion en fréquence d'un signal et de sa fréquence image.

3.2 Exercices préparatoires

1. Considérons le récepteur simplifié suivant. On s'intéresse à la sortie du filtre de fréquence intermédiaire FI = 455 kHz. Déterminer les fréquences porteuses des signaux reçus à l'antenne que nous pourrons démoduler avec ce récepteur simplifié on ne considérant que les produits de 1er et 2e ordre à la sortie du mélangeur. La figure 2.4 à la section 2.2 montre le schéma d'un mélangeur réalisé avec un additionneur suivi d'un élément non linéaire. L'équation (2.9)14 donne l'expression générale d'un signal à la sorite d'un élément non linéaire.

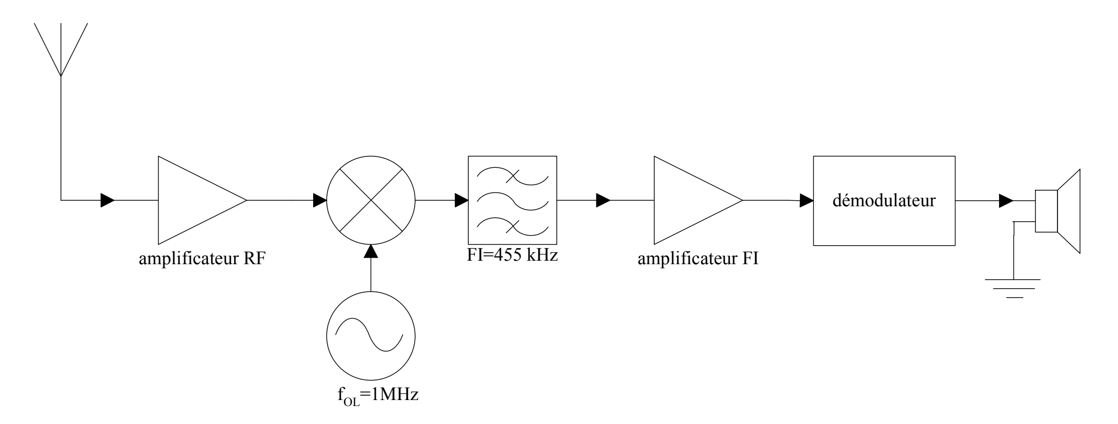


FIGURE 3.3: Récepteur utilisé pour l'exercice no. 1.

2. On veut transmettre un signal audio compris entre 20 Hz et 20 kHz. Dessiner le spectre du signal MA avec porteuse de fréquence 1 MHz en y indiquant clairement les fréquences significatives. Quelle est la largeur de bande de ce signal ?
3. Pour le récepteur de la figure 3.1, calculer la fréquence de l'oscillateur local (pour de l'injection par le haut : $f_{OL} > f_c$) et les spécifications des filtres RF et FI si on considère que le signal à recevoir est un signal audio compris entre 50 et 5000 Hz modulé en amplitude par une porteuse de 1 MHz et que la fréquence intermédiaire est de 455 kHz.

3.3 Expérimentation

3.3.1 Appareillage requis

Pour commencer, il faut l'équipement utilisé au laboratoire précédent afin de générer le signal MA. Le récepteur utilisé dans le cadre de ce laboratoire est le récepteur AM/DSB Lab-Volt 9411. Il sera nécessaire de prendre des mesures avec le fréquencemètre et le voltmètre « TRUE RMS ».

3.3.2 Fonctionnement du récepteur

Générer un signal MA d'indice m_a quelconque avec une porteuse de fréquence 1 MHz et un signal modulant de fréquence 2 kHz. Relier la sortie MA du générateur à l'entrée 50 Ω du récepteur MA et la sortie audio du récepteur à l'amplificateur audio. Syntoniser le récepteur (bouton RF TUNING) pour entendre le signal démodulé ; le son devrait être clair et exempt de distorsion. Cette étape permet de vérifier les branchements et l'équipement de laboratoire.

En branchant le fréquencemètre à la sortie de l'oscillateur local (OSC OUTPUT), mesurer la fréquence de l'oscillateur local et calculer la fréquence intermédiaire en se référant à l'expression 3.1. Le récepteur Lab-Volt fait l'injection par le haut ($f_{OL} > f_c$).

3.3.3 Fréquence d'opération du récepteur

Vérifier expérimentalement la plage de fréquence des signaux MA appliqués à l'entrée qu'il est possible de recevoir avec ce récepteur. Décrire la méthode utilisée.

3.3.4 Fonctionnement du mélangeur

1. Brancher l'analyseur de spectre à la sortie MIXER OUTPUT du récepteur MA, sélectionner une impédance d'entrée de l'analyseur de spectre de 50 Ω et mettre son échelle verticale en dB. À l'aide du fréquencemètre, ajuster l'oscillateur local du récepteur MA à la fréquence 1455 kHz.
2. À partir de la fréquence intermédiaire trouvée précédemment, déduire la fréquence f_c qu'il faut injecter pour que le signal translaté se retrouve à la fréquence intermédiaire.
3. Calculer la fréquence des produits de 1er et de 2e ordre qu'on devrait retrouver à la sortie du mélangeur.
4. Injecter à l'aide du générateur MA une porteuse non modulée correspondant à la fréquence f_c trouvée ci-haut.
5. Ajuster l'amplitude du générateur pour que la composante située à la fréquence intermédiaire soit de puissance 0 dBm. Pour obtenir cette puissance de 0 dBm

pour la composante à la fréquence IF, d'abord faire varier légèrement la fréquence de l'oscillateur local, f_{OL}, pour obtenir l'amplitude maximale à la fréquence IF : ceci dans le but de s'assurer que la fréquence f_{OL} est à la bonne valeur et que le récepteur est bien syntonisé à la fréquence porteuse. Ensuite, ajuster l'amplitude du générateur MA pour obtenir un signal de 0 dBm à la fréquence IF.

6. Imprimer le spectre, repérer les produits de 1er et 2e ordre calculés précédemment et discuter de leur amplitude respective.

3.3.5 Réponse en fréquence de l'étage RF

1. Désactiver le contrôle automatique de gain du récepteur. Générer une porteuse non-modulée à la fréquence $f_c = 1$ MHz, de 100 mV$_{eff}$ dans 50 Ω, l'injecter à l'entrée RF du récepteur et relier le voltmètre «TRUE RMS » à la sortie RF OUTPUT du récepteur.
2. Syntoniser le récepteur à la fréquence porteuse, $f_c = 1$ MHz, en utilisant la fréquence IF déterminée dans les étapes précédentes.
3. Brancher la sortie RF du récepteur à l'entrée de l'analyseur de spectre. Observer et mesurer la puissance de la composante à la fréquence porteuse. Cette valeur est la réponse du filtre RF à la fréquence porteuse.
4. Faire varier légèrement la fréquence de la porteuse et mesurer la puissance de la porteuse. Tracer le graphique atténuation [dB] [1] vs la fréquence [Hz] en mesurant la tension de sortie pour différentes fréquences du signal d'entrée RF [2]. Répéter cette étape pour une plage de fréquence suffisamment grande afin de déterminer la largeur de bande du filtre RF à 3 dB, à 10 dB et à 20 dB. Mesurer la largeur de bande W_{3dB} de l'étage RF. Commenter sur la largeur de bande de cet étage et indiquer quelle est la largeur de bande audio maximale du signal MA qu'on peut y faire passer.

3.3.6 Réponse en fréquence de l'étage IF

Injecter un signal de fréquence FI non modulé de 50mV$_{eff}$ à l'entrée du filtre FI et relier le voltmètre à la sortie IF OUTPUT du récepteur. Cette entrée est nommée AUX IF INPUT sur la façade du récepteur. Tracer le graphique atténuation [dB] vs fréquence [Hz] en mesurant la tension de sortie pour différentes fréquences du signal d'entrée IF. Mesurer les largeurs de bande W_{3dB}, W_{10dB} et W_{20dB} de cet étage.

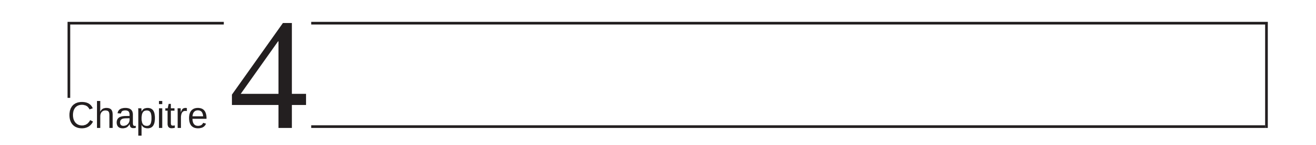
1. L'atténuation en dB est référencée à la puissance maximale lue en dBm.
2. Assurez-vous que l'amplitude de la porteuse est toujours fixée à 100 mV$_{eff}$, car l'amplitude de la porteuse varie selon la fréquence. Pour ce faire, brancher simultanément la sortie du générateur AM à l'entrée RF du récepteur AM, du voltmètre et du fréquencemètre. Vérifiez aussi régulièrement le zéro de référence du voltmètre.

3.3.7 Taux de rejet de la fréquence image

1. Brancher le générateur MA à l'entrée RF 50 Ω du récepteur MA et syntoniser les 2 appareils à 650 kHz. Brancher l'analyseur de spectre (impédance d'entrée de 50 Ω) à la sortie IF OUTPUT du récepteur et ajuster l'amplitude du générateur pour avoir la composante FI à -10 dBm.
2. En laissant le générateur MA terminé dans 50 Ω, mesurer la puissance du signal MA en dBm à l'aide du voltmètre.
3. Injecter cette fois un signal MA de fréquence correspondant à la fréquence image à l'entrée du récepteur MA (laisser le récepteur syntonisé à 650 kHz). Varier légèrement la fréquence du générateur pour avoir la composante FI maximale et ajuster l'amplitude du générateur pour que cette composante soit de -10 dBm.
4. Toujours en laissant le générateur MA terminé dans 50 Ω, mesurer la puissance du signal MA en dBm à l'aide du voltmètre. Le rapport des puissances nécessaires à l'entrée pour qu'à la sortie du mélangeur on ait l'image de même puissance que la fréquence désirée est le rejet de la fréquence image.

$$Rejet[dB] = 10\log_{10}\left(\frac{P_{\text{image}}}{P_{\text{désirée}}}\right) = P_{\text{image}}[dBm] - P_{\text{désirée}}[dBm] \tag{3.2}$$

5. Discuter des facteurs qui influencent le rejet de la fréquence image et suggérer des moyens pour améliorer cette caractéristique fondamentale du récepteur.



Modulation de fréquence

La modulation de fréquence (MF) consiste à modifier la fréquence instantanée d'une porteuse en fonction d'un signal modulant. À la réception, le signal modulant est récupéré en tenant compte de la fréquence instantanée de la porteuse et non de son amplitude comme c'est le cas pour la modulation d'amplitude.

4.1 Théorie

L'expression analytique de la modulation de fréquence est la suivante :

$$e(t) = A\cos\left(2\pi f_c t + 2\pi k_f \int m(t)dt\right) \tag{4.1}$$

où f_c est la fréquence de la porteuse [Hz], k_f est la constante de proportionnalité du modulateur [Hz/V] et $m(t)$ est le signal modulant.

Comme pour la modulation d'amplitude, l'indice de modulation indique de combien le signal modulant affectera la porteuse et pour la MF, l'indice de modulation β se calcule comme suit :

$$\beta = m_f = \frac{\Delta f_c}{f_m} \tag{4.2}$$

où Δf_c est la déviation crête de la porteuse, f_m est la fréquence du signal modulant et β est l'indice de modulation MF (certaines références utilisent la notation m_f).

4.1.1 Occupation spectrale

Contrairement à la modulation d'amplitude, l'occupation spectrale d'un signal MF dépend de la valeur de l'indice de modulation. En pratique, on dénote deux types de modulation de fréquence, tout dépendant de l'ordre de grandeur de β. En fait, si $\beta < 0.25$, il s'agit d'une modulation de fréquence à bande étroite et si $\beta > 0.25$, il s'agit d'une modulation de fréquence à bande large. Dans les deux cas, la largeur de bande approximative se calcule selon la règle de Carson qui est la suivante :

$$LB \cong 2(f_m + \Delta f_c) = 2f_m(1+\beta). \tag{4.3}$$

Les tables de fonctions de Bessel

Parce qu'il est très difficile d'évaluer analytiquement le contenu spectral d'un signal MF, l'utilisation des tables de fonctions de Bessel vient faciliter la tâche.

Tout signal MF peut se décrire sous la forme :

$$e(t) = A \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(\beta) \cos\left(2\pi(f_c + nf_m)t\right) \tag{4.4}$$

où A est l'amplitude de la porteuse de fréquence f_c, f_m est la fréquence du signal modulant, n est un nombre entier et les coefficients $J_n(x)$ sont obtenus à partir de la table de Bessel.

Par observation de l'expression 4.4, on voit que la modulation de fréquence génère des raies spectrales réparties de part et d'autre de la porteuse f_c à des fréquences telles que :

$$f_n = f_c + nf_m. \tag{4.5}$$

On voit aussi que l'amplitude de chacune de ces raies est :

$$V_n(\beta) = AJ_n(\beta). \tag{4.6}$$

Les propriétés des tables de Bessel sont :

1. Les coefficients J_n sont réels.
2. $J_n(\beta) = J_{-n}(\beta)$ pour n pair.
3. $J_n(\beta) = -J_{-n}(\beta)$ pour n impair.
4. $\sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n^2(\beta) = 1$.

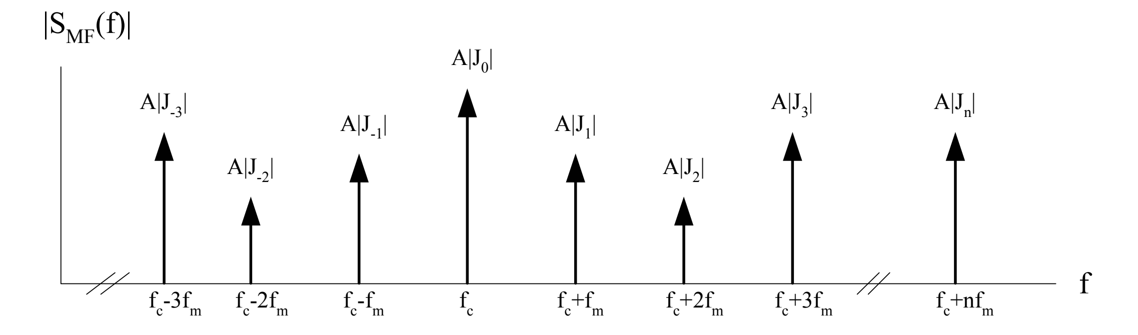


FIGURE 4.1: Représentation spectrale d'un signal MF.

Procédure pour déterminer l'indice de modulation

En pratique, on ne considère que les raies spectrales dont la valeur absolue du coefficient J_n est supérieure à 0.01, ce qui équivaut à 0.0001 (-40 dB) en termes de rapport de puissances.

Il faut tout d'abord compter le nombre de raies significatives contenues dans le signal MF et, à partir de ce compte, repérer dans la table de Bessel la plage des valeurs β possibles pour ce nombre de raies spectrales. Par la suite, on trouve la valeur exacte de β en vérifiant l'amplitude relative de chacune des raies dans la table de Bessel.

4.1.2 Génération d'un signal MF stéréophonique

Pour transmettre les 2 voies d'un signal stéréophonique (gauche et droite) en MF, certaines manipulations des signaux d'entrée s'imposent. Parmi les contraintes de cet encodage, on doit faire en sorte que les récepteurs monophoniques fonctionnent avec ce signal MF. Il faut donner une indication, à même le signal transmis, à savoir si le signal est stéréo ou non et faire parvenir toute l'information nécessaire à la récupération du signal encodé.

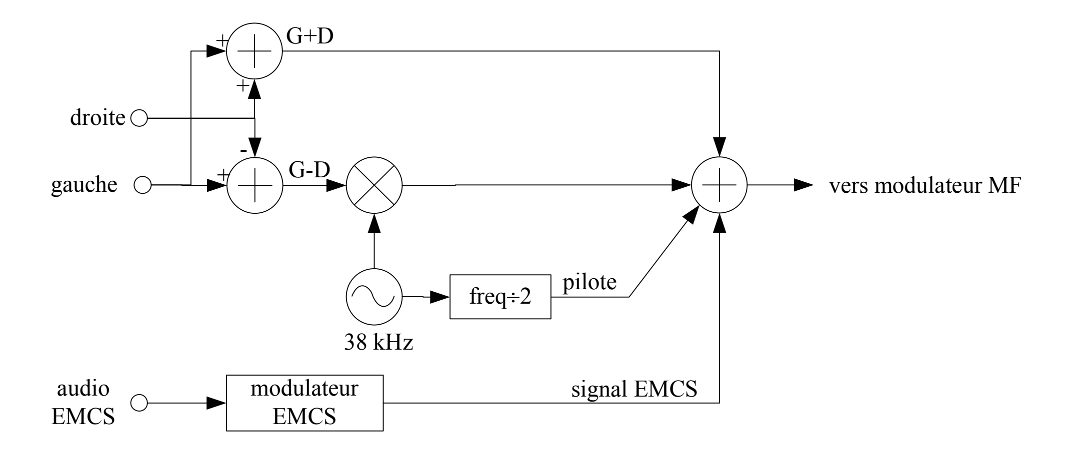


FIGURE 4.2: Schéma bloc d'un générateur MF direct multiplex.

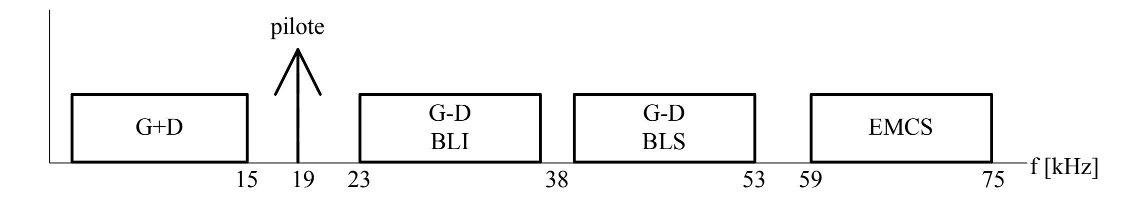


FIGURE 4.3: Spectre en bande de base d'un signal MF direct multiplex.

Comme on le voit sur la figure 4.3, le signal $\{G + D\}$ est dans la première partie du spectre en bande de base, soit entre 50 Hz et 15 kHz, comme c'est le cas pour une modulation MF régulière. Puisqu'on fait la somme des 2 signaux en entrée, toute l'information audio s'y retrouve et on a donc le signal nécessaire au bon fonctionnement des récepteurs monophoniques sans pertes d'information.

Comme on ne peut extraire séparément les deux canaux du signal $\{G+D\}$, l'information nécessaire à cette décomposition est transmise par le signal $\{G-D\}$. Au décodeur, les 2 voies sont récupérées en faisant les manipulations algébriques suivantes :

$$\{G+D\}+\{G-D\}=2G, \tag{4.7}$$

$$\{G+D\}-\{G+D\}=2D. \tag{4.8}$$

Le signal $\{G-D\}$ est modulé en amplitude (DBL-PS) par une porteuse de fréquence 38 kHz. Un signal pilote est aussi généré à partir de cette porteuse en divisant la fréquence de cette dernière en deux. Ce signal servira de référence plus tard lors de la démodulation du signal $\{G-D\}$ et agit en même temps comme témoin indiquant s'il s'agit bien d'un signal MF stéréo ou non.

Finalement, l'encodage direct multiplex permet la transmission de signaux du type EMCS (exploitation multiplexée des communications secondaires, SCA en anglais). Ce canal supplémentaire sert à transmettre des signaux comme de la musique de centres d'achats et d'ascenseurs. En fait, le signal audio EMCS est modulé en fréquence par une porteuse à 67 kHz.

Le signal direct multiplex est la sommation des signaux décrits précédemment soit les signaux $\{G+D\}$, $\{G-D\}$, le pilote et le signal EMCS. Le signal obtenu de la sommation est par la suite modulé en fréquence et transmis comme on le fait habituellement pour un signal MF régulier.

4.2 Exercices préparatoires

1. En vous référant à l'équation (4.1), et pour A=10 V, B=0.5 V, k_f=10 kHz/V, $f_m = 1$ kHz et $f_c = 1$ MHz :
   (a) Déduire l'expression analytique du signal MF si $m(t) = B\cos(2\pi f_m t)$;
   (b) Calculer l'indice de modulation β ;
   (c) Évaluer à l'aide de la méthode de Carson la largeur de bande occupée par le signal MF ;
   (d) Évaluer à l'aide des tables de Bessel la largeur de bande occupée par le signal MF ;
   (e) Dessiner le spectre de tension du signal MF.
2. Dessiner le schéma bloc d'un émetteur MF à bande large superhétérodyne en prenant soin d'identifier les types de filtres nécessaires.

4.3 Expérimentation

4.3.1 Appareillage requis

Pour produire des signaux MF, il faut utiliser le module Direct FM Multiplex Generator Lab-Volt 9413, le générateur de fonctions et les instruments usuels de ce cours. Le générateur MF multiplex est principalement utilisé pour l'encodage stéréophonique de la radio MF commerciale. Pour la première partie de ce laboratoire, nous n'utiliserons que l'étage modulateur MF et pour ce faire, nous injecterons le signal modulant à l'entrée AUX INPUT du générateur MF.

4.3.2 Ajustement initial

Désactiver les 4 signaux formant le signal composite ($\{G + D\}$, $\{G - D\}$, PILOT, EMCS) et relier le générateur de fonctions (signal modulant) à l'entrée AUX INPUT du générateur MF. Brancher la sortie du générateur MF à l'entrée de l'analyseur de spectre (impédance d'entrée 50Ω). La porteuse du signal MF se situe autour de 98 MHz et en conséquence, pour visualiser le signal MF, il faut mettre l'analyseur de spectre à environ 98 MHz. Placer le bouton déviation du générateur multiplex FM en position 75 kHz.

4.3.3 Génération d'un signal MF

Ajuster le générateur de fonctions pour avoir un signal modulant de fréquence 15 kHz. Il s'agira de varier l'amplitude de ce générateur pour avoir les différentes valeurs β désirées. À l'aide des tables de fonctions de Bessel fournies à la fin de ce recueil de laboratoires, pour β = 1, 2 et 3 :

1. Générer le signal MF correspondant ;
2. Imprimer le spectre du signal modulé ;
3. Noter l'amplitude crête du signal modulant ;
4. Déduire la constante de proportionnalité k_f du modulateur.

Toujours avec le signal modulant de fréquence 15 kHz :

5. Générer un signal MF ayant une déviation maximale de 75 kHz (correspondant à un indice de modulation MF de $\beta_{MF} = 5$) ;
6. Imprimer le spectre obtenu ;
7. Déterminer la largeur de bande occupée par le signal modulé en ne considérant pas les raies de puissance d'au moins 40 dB inférieure à la porteuse non modulée ;
8. Comparer la largeur de bande mesurée avec celle obtenue par la règle de Carson et discuter des résultats.

4.3.4 Génération d'un signal MF stéréophonique

Dans cette partie du laboratoire, il sera question de la modulation de fréquence stéréo soit la génération d'un signal MF direct multiplex. Par souci de simplicité, le signal gauche sera une sinusoïde de 15 kHz d'amplitude 0.5 V_{cc} et le signal de droite sera une sinusoïde de 10 kHz de 0.5 V_{cc}. Comme il n'y a que 2 générateurs disponibles, le signal audio EMCS sera le même que le signal de droite. Pour commencer,

1. Mettre les commutateur MULTIPLEX SIGNALS en position ON ;
2. Ajuster le niveau des signaux multiplex en position calibrée ;
3. Désactiver le circuit de PREEMPHASIS ;
4. Injecter les signaux gauche, droite et EMCS à l'entrée de l'encodeur ;
5. Relier l'analyseur de spectre (impédance d'entrée de 50 Ω et échelle linéaire) à la sortie bande de base du générateur (sortie identifiée MUX OUTPUT).

Observer et imprimer le spectre en bande de base du signal direct multiplex et identifier sur le graphique les différents signaux obtenus et leurs fréquences respectives.

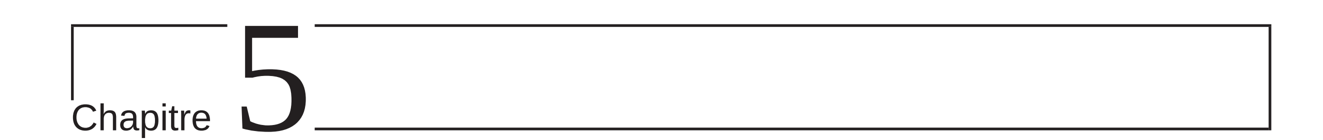
4.3.5 Spécifications d'un signal MF commercial

Cette partie du laboratoire permet de vérifier si le générateur MF multiplex rencontre les normes que doit respecter un signal MF commercial. Dans un premier temps,

1. Désactiver tous les signaux multiplex,
2. Brancher l'analyseur de spectre (impédance d'entrée 50 Ω et échelle logarithmique) à la sortie RF du générateur MF multiplex et faire les ajustements pour repérer la porteuse non modulée (autour de 98 MHz) ;
3. Ajuster le gain RF du générateur pour avoir une porteuse de 0 dBm ;
4. Activer le pilote et mesurer l'indice de modulation obtenu.

La déviation maximale permise pour un signal MF commercial est de 75 kHz. Pour être conforme à la spécification, la déviation produite par le pilote seulement doit être 10% de la déviation maximale permise.

5. À partir des mesures faites précédemment, calculer la déviation générée par le pilote et dire si elle est conforme.
6. Pour terminer, activer tous les signaux multiplex et mesurer la largeur de bande occupée par le signal modulé et dire si elle excède l'espacement de fréquence prévu (200 kHz) pour chacun des canaux de la bande MF commerciale.



Réception d'un signal MF

Ce laboratoire traite de l'aspect réception d'un signal modulé en fréquence. Pour mieux connaître les étapes nécessaires à la réception d'un tel signal, l'étudiant aura à comprendre et caractériser les différents blocs d'un récepteur MF conventionnel.

5.1 Théorie

Comme on le voit sur le schéma de la figure 5.1, le récepteur MF est constitué de plusieurs éléments qu'on retrouve à même le récepteur MA. Les étages distinguant le récepteur MF du récepteur MA sont le limiteur, le démodulateur et le décodeur stéréo lorsqu'il est présent.

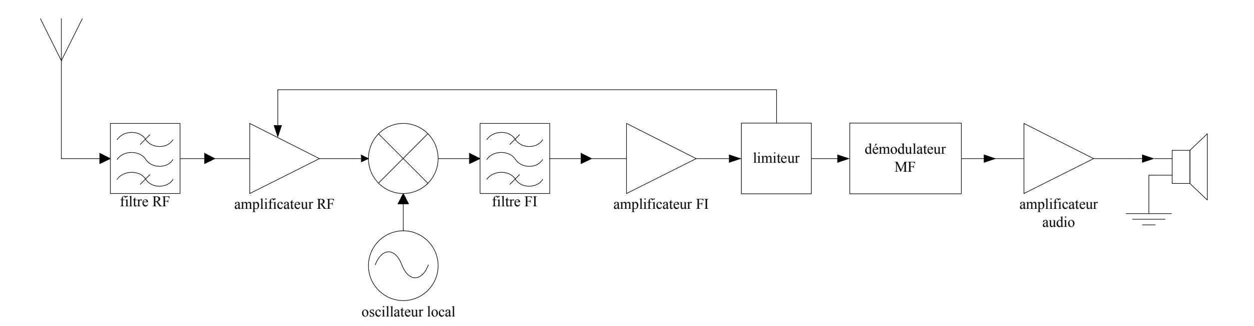


FIGURE 5.1: Schéma bloc d'un récepteur MF superhétérodyne.

5.1.1 Fonctionnement du limiteur

Comme il sera discuté ultérieurement, pour éviter toute altération du signal démodulé due au bruit d'amplitude, il faut soumettre à l'entrée du démodulateur un signal MF d'amplitude constante. Le limiteur est le dispositif conçu pour ce traitement du signal. En pratique, sa réalisation est basée autour d'un amplificateur qu'on sature à partir d'un certain seuil et qui, pour toute amplitude d'entrée supérieure à

ce seuil, donne une amplitude de sortie constante. Par la suite, le signal écrêté est filtré pour éliminer les harmoniques générés par la saturation. Les figures 5.2 et 5.3 démontrent bien le fonctionnement du limiteur.

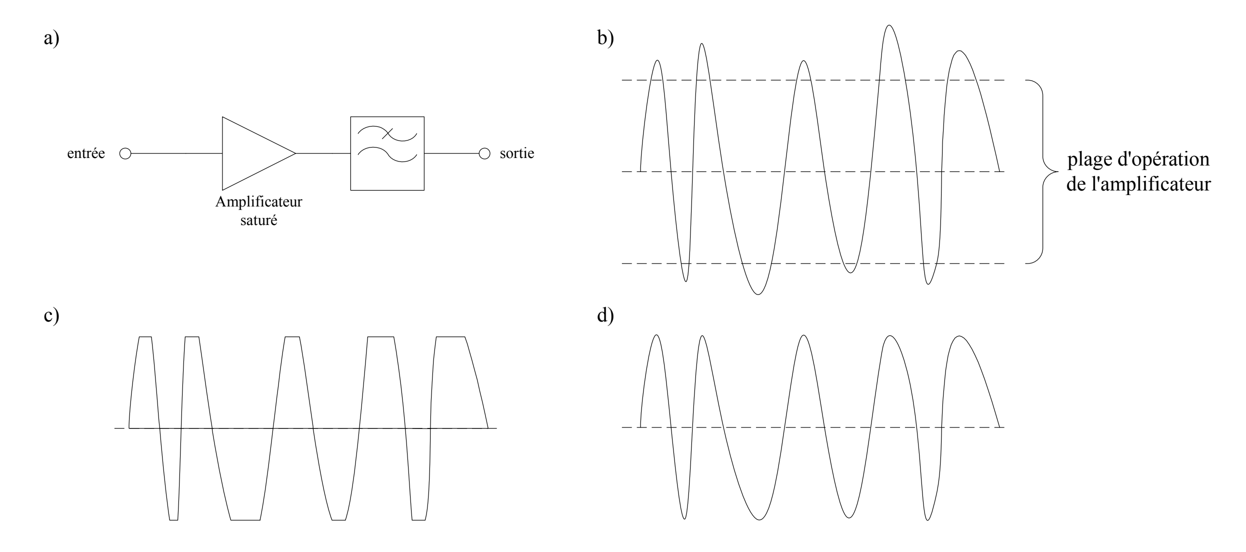


FIGURE 5.2: Fonctionnement du limiteur : a) Schéma bloc d'un limiteur. b) Signal à l'entrée du limiteur. c) Signal après écrêtage. d) Signal filtré à la sortie du limiteur.

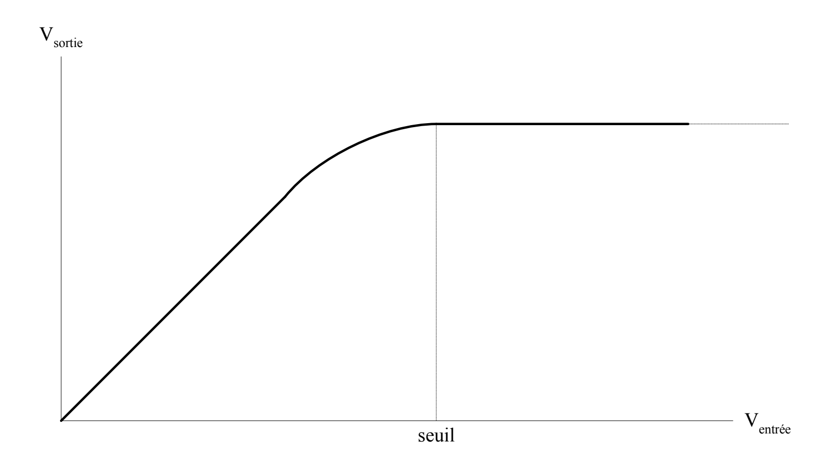


FIGURE 5.3: Courbe tension de sortie vs tension d'entrée d'un limiteur.

5.1.2 La démodulation MF

Parmi les divers types de démodulateurs MF, on retrouve le discriminateur, le détecteur en quadrature et la boucle à verrouillage de phase. Le récepteur MF/MP Lab-Volt utilise le discriminateur pour les signaux MF à bande étroite, le détecteur

en quadrature pour les signaux MF à bande large et la boucle à verrouillage de phase pour la démodulation des signaux EMCS.

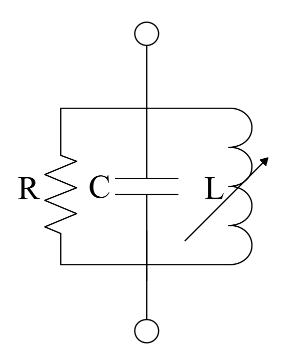


FIGURE 5.4: Circuit résonnant parallèle.

L'impédance d'un circuit résonnant parallèle, montré à la figure 5.4, se calcule à partir de l'expression :

$$Z_p(f) = \frac{R}{1 + jQ\left(\frac{f}{f_0} - \frac{f_0}{f}\right)} \quad [ohms] \tag{5.1}$$

et

$$Q = \frac{R}{\omega L}. \tag{5.2}$$

On peut déduire qu'à la fréquence de résonance ($f = f_0$), l'impédance de ce circuit est réelle et correspond à la résistance R :

$$Z_p(f = f_0) = R \;\; [ohms]. \tag{5.3}$$

Lorsque la fréquence est largement inférieure à la fréquence de résonance ($f \ll f_0$) on a :

$$Z_p(f \ll f_0) \sim \frac{R}{jQ\left(-\frac{f_0}{f}\right)} = j\frac{R}{Qf_0}f \;\; [ohms] \tag{5.4}$$

ce qui donne une impédance inductive. En contre partie, lorsque la fréquence est largement supérieure à la fréquence de résonance ($f \gg f_0$) :

$$Z_p(f \gg f_0) \sim \frac{R}{jQ\left(-\frac{f_0}{f}\right)} = -j\frac{Rf_0}{Q}\frac{1}{f} \;\; [ohms] \tag{5.5}$$

donnant une impédance capacitive. La figure 5.5 démontre bien ce comportement et nous permet de constater que la phase de l'impédance du circuit résonnant varie à peu près linéairement pour une grande plage de fréquences centrée à la fréquence de résonance f_0.

Ce dispositif utilise la réponse en fréquence d'un circuit résonnant pour convertir le signal MF en un signal MA et par la suite effectue la démodulation MA à l'aide d'un

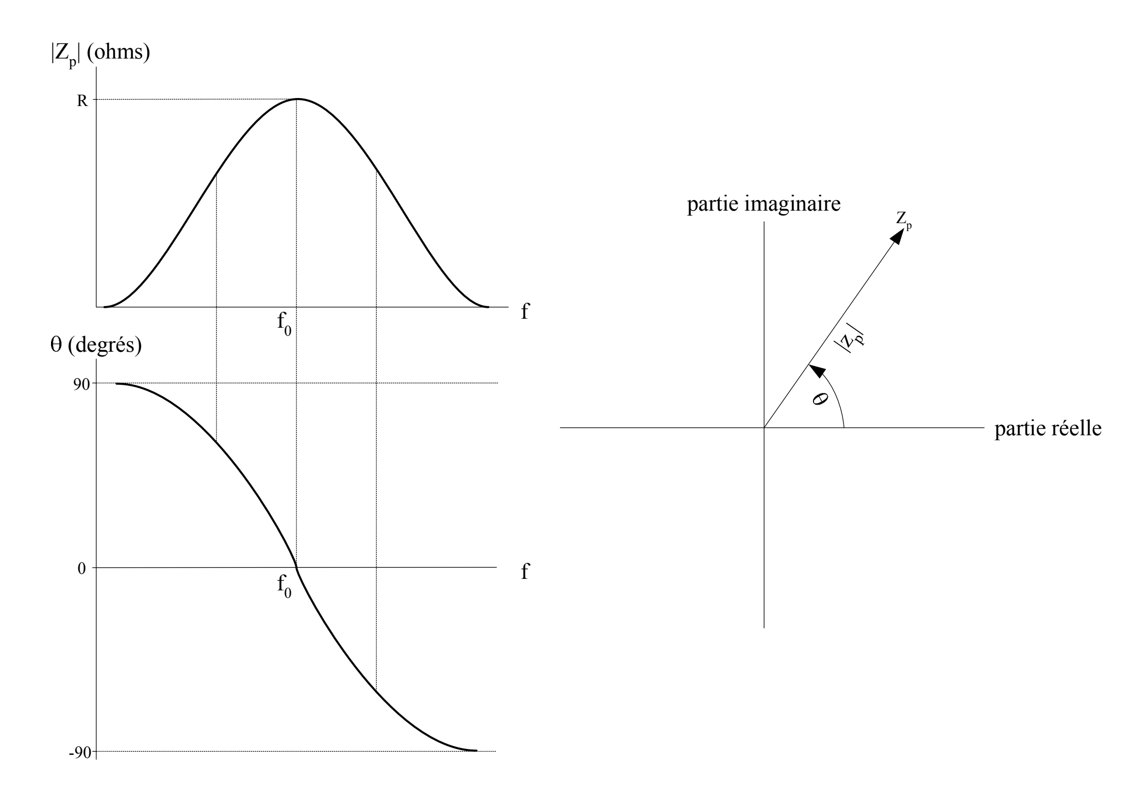


FIGURE 5.5: Impédance d'un circuit résonnant RLC parallèle.

détecteur d'enveloppe. Il est à noter que plusieurs discriminateurs utilisent un filtre à cristal comme circuit résonnant pour obtenir une réponse en fréquence avec une pente tension vs fréquence encore plus prononcée et aussi pour avoir une meilleure stabilité en fréquence, c'est d'ailleurs le cas pour le récepteur MF à bande étroite Lab-Volt.

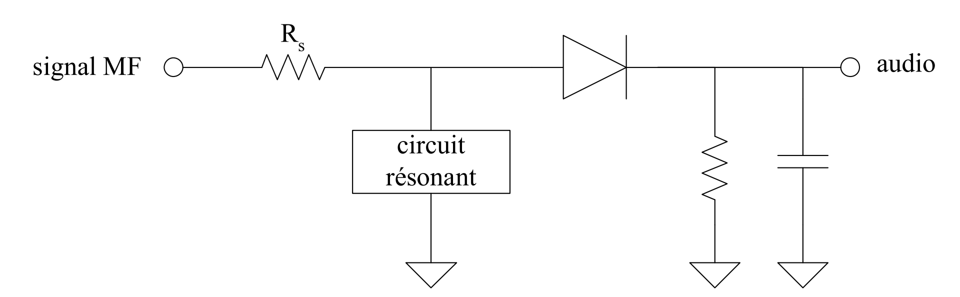


FIGURE 5.6: Schéma d'un discriminateur.

On voit bien sur la figure 5.7 que la relation tension aux bornes du circuit résonnant en fonction de la fréquence est pratiquement linéaire entre f_{min} et f_{max}. C'est cette caractéristique qui permet l'obtention d'une porteuse MF modulée en amplitude pour finalement générer une tension à la sortie du détecteur d'enveloppe proportionnelle au signal modulant. Ce dispositif fonctionne bien pour des signaux MF à bande

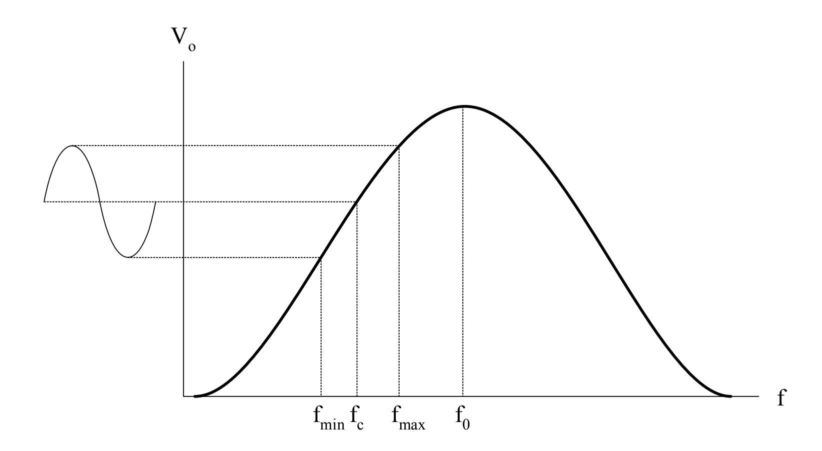


FIGURE 5.7: Tension aux bornes du circuit résonnant en fonction de la fréquence.

étroite seulement puisque la quasi linéarité de la courbe tension vs fréquence est observable pour des petites déviations de fréquence seulement. Tout signal MF ayant une grande déviation de fréquence produirait une sortie avec beaucoup de distorsion.

Détecteur en quadrature

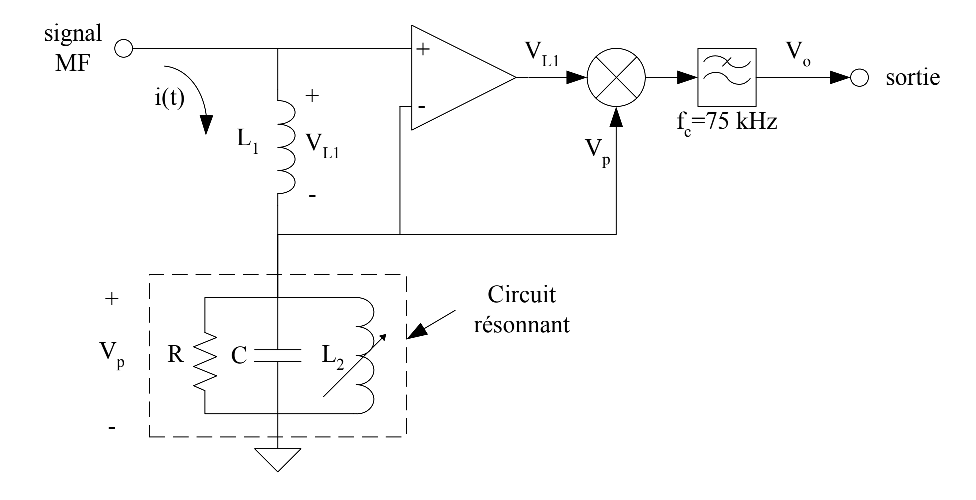


FIGURE 5.8: Schéma d'un détecteur en quadrature.

Une bonne alternative au discriminateur pour des signaux MF à bande large est le détecteur en quadrature. Ce dernier se sert de la réponse en phase d'un circuit résonnant pour donner le signal démodulé à sa sortie.

En se référant à la figure 5.8, on voit que le courant qui traverse à la fois l'inductance L_1 et le circuit résonnant est le même. Pour l'analyse, posons ce courant :

$$i(t) = I_0 \cos(\omega t). \tag{5.6}$$

La tension aux bornes de l'inductance L_1 est :

$$V_{L_1}(t) = L\frac{di(t)}{dt} = -I_0\omega L\sin(\omega t). \tag{5.7}$$

La tension $V_p(t)$ aux bornes du circuit résonant s'exprime comme suit :

$$V_p(t) = Z_p i(t) \tag{5.8}$$

où l'impédance du circuit résonnant :

$$Z_p(t) = |Z_p|\angle\theta \tag{5.9}$$

donc :

$$V_p(t) = I_0|Z_p|\cos(\omega t + \theta). \tag{5.10}$$

La figure 5.9 démontre bien la relation qui existe entre les tensions V_{L_1}, V_p et le courant $i(t)$.

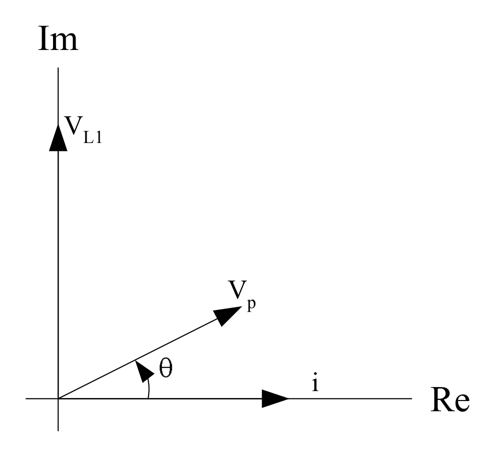


FIGURE 5.9: Représentation des tensions V_{L_1} et V_p dans le plan complexe.

Le multiplicateur et le filtre passe-bas servent à convertir la différence de phase entre les tensions $V_{L_1}(t)$ et $V_p(t)$ en une tension proportionnelle à cet écart de phase. La sortie du multiplicateur donne :

$$\begin{aligned} V_{L_1}(t)V_p(t) &= [-I_0\omega L\sin(\omega t)]\,[I_0|Z_p|\cos(\omega t+\theta)] \\ &= I_0^2\omega L|Z_p|\left[\frac{\sin\theta - \sin(2\omega t+\theta)}{2}\right] \\ &= \frac{I_0^2\omega L|Z_p|}{2}\sin\theta - \frac{I_0^2\omega L|Z_p|}{2}\sin(2\omega t+\theta). \end{aligned} \tag{5.11}$$

Le résultat de la multiplication donne une composante basse-fréquence correspondant au signal audio et une autre de pulsation 2ω. En pratique, cette dernière

composante, soit le deuxième terme de l'équation 5.11 est éliminée par le filtre passe-bas et la sortie devient :

$$V_o = \frac{I_0^2 \omega L |Z_p|}{2} \sin\theta \tag{5.12}$$

Le facteur de qualité du circuit résonnant est calculé pour faire en sorte que l'impédance du circuit varie très peu sur toute la largeur de bande du signal modulé. De plus, parce qu'il y a le limiteur à l'entrée du détecteur en quadrature, I_0 est constant. La variation de ω étant négligeable ($\omega \gg \Delta\omega$), il suit que :

$$\frac{I_0^2 \omega L |Z_p|}{2} \approx cte. \tag{5.13}$$

La variation de phase θ est elle aussi minimale donc :

$$\sin\theta \approx \theta. \tag{5.14}$$

En appliquant les expressions 5.13 et 5.14 à l'expression 5.12, on obtient la sortie :

$$V_o \approx cte\,\theta. \tag{5.15}$$

Comme la variation de la phase vs la fréquence est pratiquement linéaire sur la largeur de bande du signal modulé, on peut poser :

$$\theta \approx m\Delta\omega \tag{5.16}$$

et m est la pente de la droite phase vs fréquence dans cette section. Finalement la sortie est :

$$V_o \approx cte\,\Delta\theta \tag{5.17}$$

donc directement proportionnelle à la déviation en fréquence du signal modulé.

La boucle à verrouillage de phase

La boucle à verrouillage de phase (PLL : *phase locked loop*) est un système asservi qui a pour référence la phase d'un signal soumis à son entrée et qui pour maintenir l'erreur de phase à son minimum doit contrôler la tension de commande d'un VCO. Puisque cette boucle est conçue pour faire en sorte que la sortie du VCO suive la fréquence d'entrée, la tension de commande du VCO est proportionnelle à la déviation de fréquence du signal modulé donc au signal modulant.

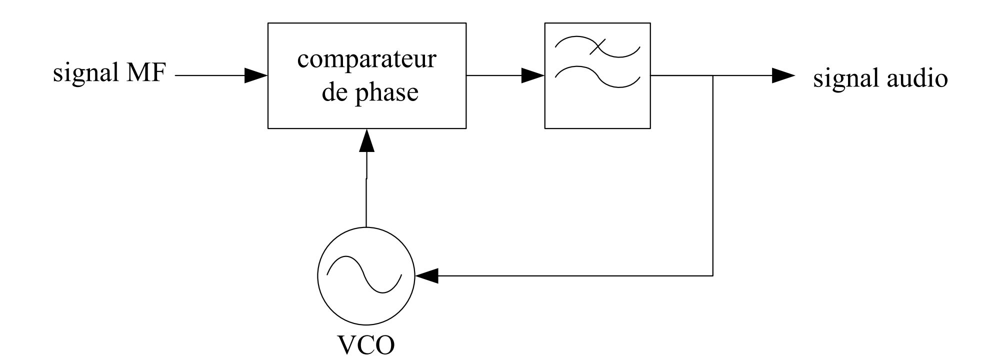


FIGURE 5.10: Schéma bloc d'une boucle à verrouillage de phase.

5.1.3 La réception stéréophonique

La réception des signaux stéréo MF commerciaux nécessite le décodage stéréophonique. Tel qu'illustré à la figure 5.11, le décodeur récupère les signaux $\{G+D\}$ et $\{G-D\}$ du signal démodulé puis fait l'extraction des canaux G et D tel que discuté au laboratoire précédent.

Le signal $\{G+D\}$ est directement obtenu après filtrage puisqu'il se retrouve à l'origine du spectre. Pour sa part, le signal $\{G-D\}$ doit être translaté en fréquence avant d'être filtré. Pour cette translation, on se sert d'une porteuse à 38 kHz obtenue en doublant la fréquence du pilote. Afin d'extraire le pilote du signal direct multiplex, la boucle à verrouillage de phase s'impose et régénère une sinusoïde correspondant à celle qui a été transmise. Lorsque la PLL est « barrée » sur le pilote reçu, un témoin lumineux est allumé indiquant la présence d'un signal MF stéréo.

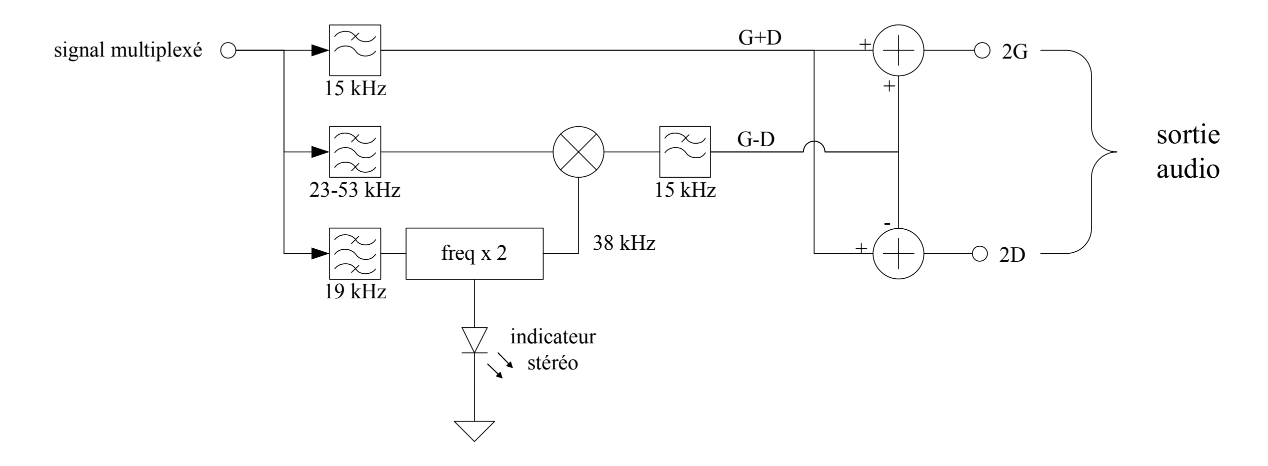


FIGURE 5.11: Décodeur stéréo multiplex direct.

5.2 Exercices préparatoires

1. Le signal d'entrée du discriminateur est le suivant :

$$S_{MF}(t) = 10\cos\left(2\pi 10.7\times 10^6 t + 0.1\sin\left(2\pi 10\times 10^3 t\right)\right). \tag{5.18}$$

Quelle est la sortie du discriminateur sachant que celui-ci est conçu pour $f_c =$

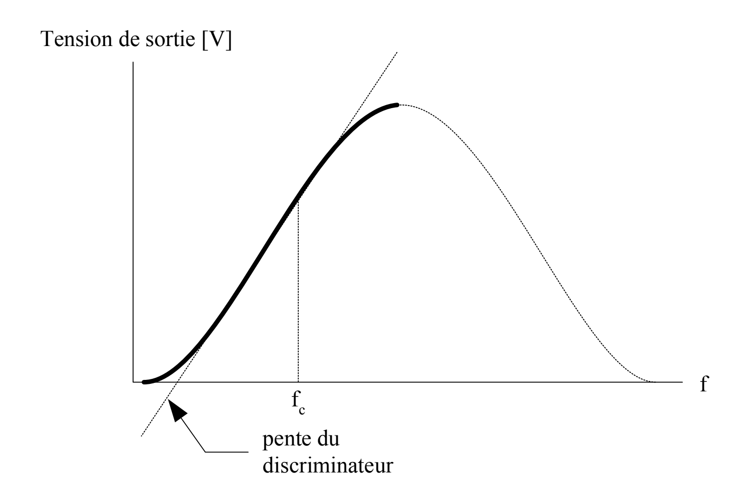


FIGURE 5.12: Graphe pour l'exercice no. 1.

10.7 MHz et qu'il a une pente de 10 V/kHz ? (voir figure 5.12)

2. En vous inspirant de la démarche faite dans la préparation théorique, déduire analytiquement quelle est la tension de sortie V_o du circuit montré à la figure 5.13.

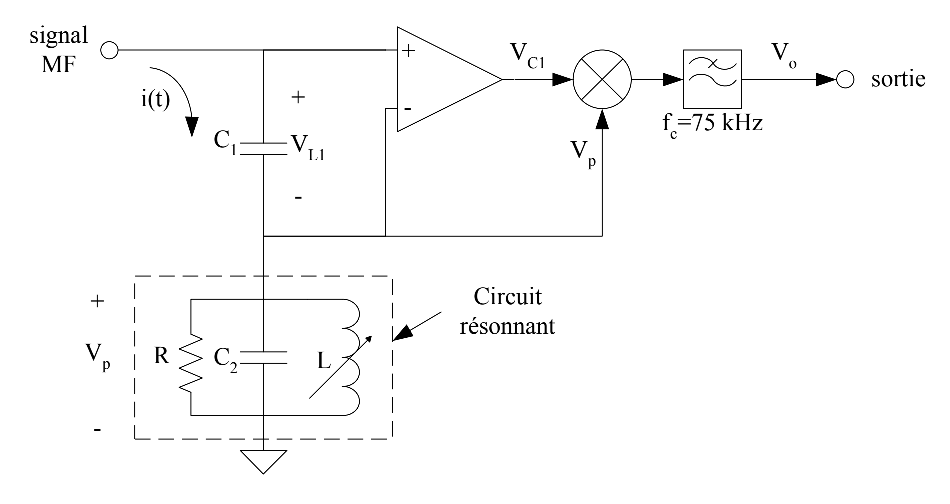


FIGURE 5.13: Schéma pour l'exercice no. 2.

5.3 Expérimentation

5.3.1 Appareillage requis

Ce laboratoire utilise le récepteur MF/MP Lab-Volt 9415, le générateur MF multiplex Lab-Volt 9413 et le générateur RF Lab-Volt 9406 (pour une plus grande précision, on peut utiliser l'un des générateurs HP 8647A). Les mesures seront prises à l'aide des instruments habituels soit l'analyseur de spectre, le voltmètre et l'oscilloscope .Comme le schéma sur la façade du récepteur est incomplet, voici le schéma du récepteur MF à bande étroite. L'emplacement des points de test sera utile pour les prochaines manipulations.

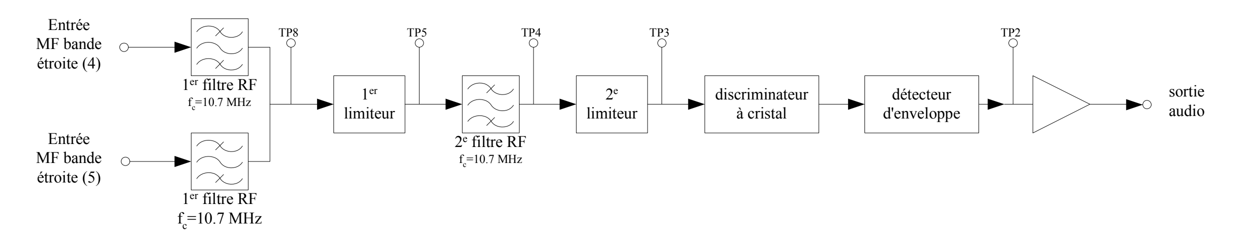


FIGURE 5.14: Schéma fonctionnel du démodulateur MF bande étroite.

5.3.2 Caractérisation de l'étage limiteur

L'étage limiteur du récepteur MF à bande étroite Lab-Volt est constitué de 2 limiteurs et d'un filtre passe-bande mis en cascade. Cette superposition de limiteurs permet l'amélioration de la plage dynamique de l'étage limiteur. Cette manipulation a pour but de vérifier le seuil d'opération du limiteur et aussi d'obtenir la courbe tension de sortie vs la tension d'entrée pour cet étage.

- Pour commencer, injecter une porteuse de fréquence 10.7 MHz à l'entrée NBFM du récepteur MF/MP.
- Brancher une sonde d'oscilloscope à l'entrée du premier limiteur (TP8) et l'autre sonde à la sortie du second limiteur (TP3). Pour avoir accès aux points de test du récepteur, demander au chargé de laboratoire d'ouvrir le couvercle du récepteur.
- Mesurer la tension de sortie du limiteur pour plusieurs valeurs de tension d'entrée et tracer la courbe tension de sortie vs tension d'entrée en prenant soin de mentionner le seuil à partir duquel la tension de sortie demeure constante peu importe la tension d'entrée.

5.3.3 Mesure de la courbe en S du discriminateur

Tel que discuté précédemment, la tension de sortie du discriminateur varie selon l'écart de fréquence Δf séparant la fréquence du signal à l'entrée et celle pour laquelle est conçu le démodulateur. Pour obtenir la courbe en S de ce discriminateur, il suffit d'injecter une porteuse non modulée à l'entrée du récepteur à bande étroite

et mesurer la tension à la sortie du détecteur d'enveloppe pour différents écarts de fréquence. Voici l'énoncé des manipulations nécessaires.

- Pour commencer, ajuster le générateur RF à la fréquence 10.7 MHz et régler son amplitude de sortie à environ 140 mVeff dans 50 Ω (utiliser un générateur synthétisé si possible).
- Brancher la sortie du générateur RF au fréquencemètre et à l'entrée du récepteur MF à bande étroite.
- Pour Δf compris entre 0 Hz et 20 kHz et ce pour un nombre de points raisonnable, mesurer la tension de sortie du détecteur d'enveloppe soit le point de test TP2 à l'intérieur du récepteur MF. Regrouper les résultats sous forme de tableau et tracer la courbe tension de sortie vs Δf.
- Discuter des résultats et dire pour quelle plage de valeurs Δf, la courbe est à peu près linéaire.

5.3.4 Mesure de la courbe en S du détecteur en quadrature

Cette partie du laboratoire caractérise le démodulateur du récepteur à bande large en mesurant la sortie audio pour différentes valeurs de déviation de fréquence. Cette mesure donne une appréciation de la linéarité du démodulateur.

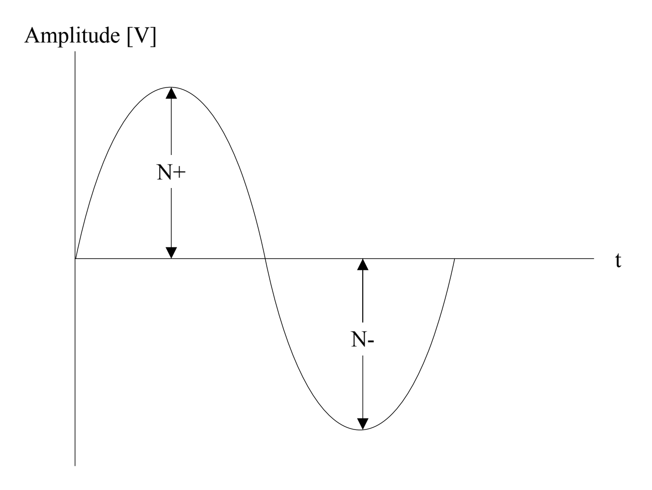


FIGURE 5.15: Relevé de l'amplitude pour la courbe en S.

- Pour commencer, relier le générateur de fonctions (signal modulant) à l'entrée auxiliaire du générateur MF direct multiplex et désactiver tous les autres signaux multiplex.
- Ajuster la déviation MF et l'amplitude de sortie du générateur MF direct multiplex au maximum et relier cette sortie à l'entrée RF du récepteur MF à bande large.
- Mettre le commutateur d'affichage de la déviation du récepteur MF/MP en mode bande large et accorder le récepteur à la fréquence du générateur MF direct multiplex.

- Ajuster la fréquence du générateur de fonctions à 1 kHz et mettre la sortie en mode sinusoïdal ; il s'agira de varier l'amplitude de ce générateur pour obtenir la déviation de fréquence désirée.
- Pour des déviations de fréquence allant de 10 kHz à 120 kHz (et plus pour voir !) en incréments de 10 kHz, mesurer l'amplitude N+ et N- du signal de la sortie BASEBAND OUTPUT du récepteur MF à bande large. N+ est la tension correspondant à l'écart de fréquence positif et N- est la tension correspondant à l'écart de fréquence négatif.
- Tracer la courbe N vs la déviation de fréquence (kHz).
- Discuter de la linéarité de la courbe en S pour la réception de signaux MF à bande large du type commercial où la déviation maximale est de 75 kHz.



Le bruit dans les systèmes MF

Tel que discuté dans la littérature et aussi dans le cadre du présent cours, l'immunité au bruit d'un récepteur MF est un avantage indéniable. Par la simple écoute d'un signal reproduit par un récepteur MF dans un environnement bruité, il est très facile de constater la robustesse au bruit d'un tel récepteur versus celle, par exemple, d'un récepteur MA.

La prochaine expérimentation permet de quantifier cette contribution du démodulateur MF à l'amélioration du rapport signal à bruit. La notion d'effet de seuil est aussi introduite. Finalement, l'effet de la déviation en fréquence sur le rapport signal à bruit en sortie est abordé.

6.1 Théorie

6.1.1 Caractérisation d'un démodulateur MF

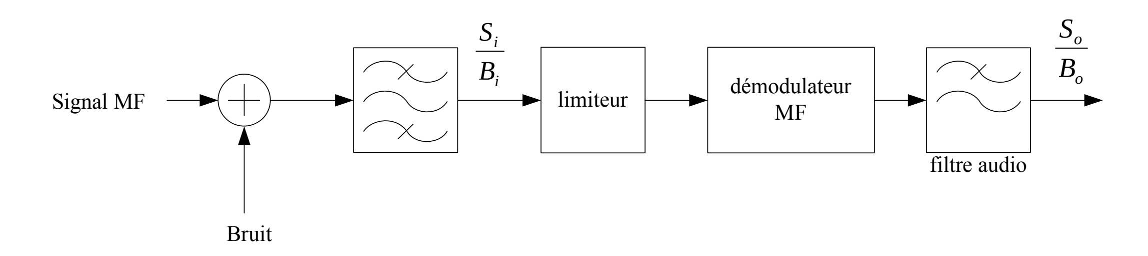


FIGURE 6.1: La démodulation d'un signal MF.

La distinction entre un récepteur MF et un récepteur MA est principalement au niveau de la démodulation. Bien sûr, la contribution des étages d'amplification, de filtrage, de mixage et autres est à considérer lorsqu'on parle des caractéristiques globales du récepteur mais ce laboratoire s'attarde uniquement à la démodulation.

Le rapport signal à bruit d'un récepteur MA dépend principalement de l'indice de

modulation et l'expression suivante en fait la démonstration :

$$\left(\frac{S_o}{N_o}\right)_{\mathrm{MA}} = \frac{S_i}{N_i} m_a^2 \tag{6.1}$$

Du point de vue analytique, on peut trouver dans les références que la démodulation MF apporte une amélioration du rapport signal à bruit (par rapport à ce même rapport à l'entrée du démodulateur MF) et cette amélioration varie en fonction de l'indice de modulation β. L'expression suivante démontre la relation qui existe entre le rapport signal à bruit à l'entrée d'un démodulateur MF et le rapport signal à bruit qu'on retrouve à sa sortie pour un signal modulant sinusoïdal.

$$\left(\frac{S_o}{N_o}\right)_{\mathrm{MF}} = 3\beta^2 \frac{S_i}{N_i} = 3\beta^2 \left(\frac{S_o}{N_o}\right)_{\mathrm{MA}} \tag{6.2}$$

Ici la comparaison est faite à partir d'un signal MA ayant un indice de modulation de 100% et un signal modulant sinusoïdal. Il est à noter que cette expression se rapproche des résultats expérimentaux pour des valeurs de rapport signal à bruit au delà d'un certain seuil.

6.1.2 L'effet de seuil d'un démodulateur MF

Tel que discuté précédemment, on peut constater une amélioration du rapport signal à bruit d'un démodulateur MF au delà d'un certain seuil ($S_i/N_i \approx 10$ dB). En dessous de ce seuil, le rapport signal à bruit de sortie se détériore grandement faisant en sorte que la relation 6.2 ne soit plus valide. Du point de vue de l'auditeur, ce phénomène fait en sorte que le signal audio n'est plus intelligible et rend toute communication inopérante.

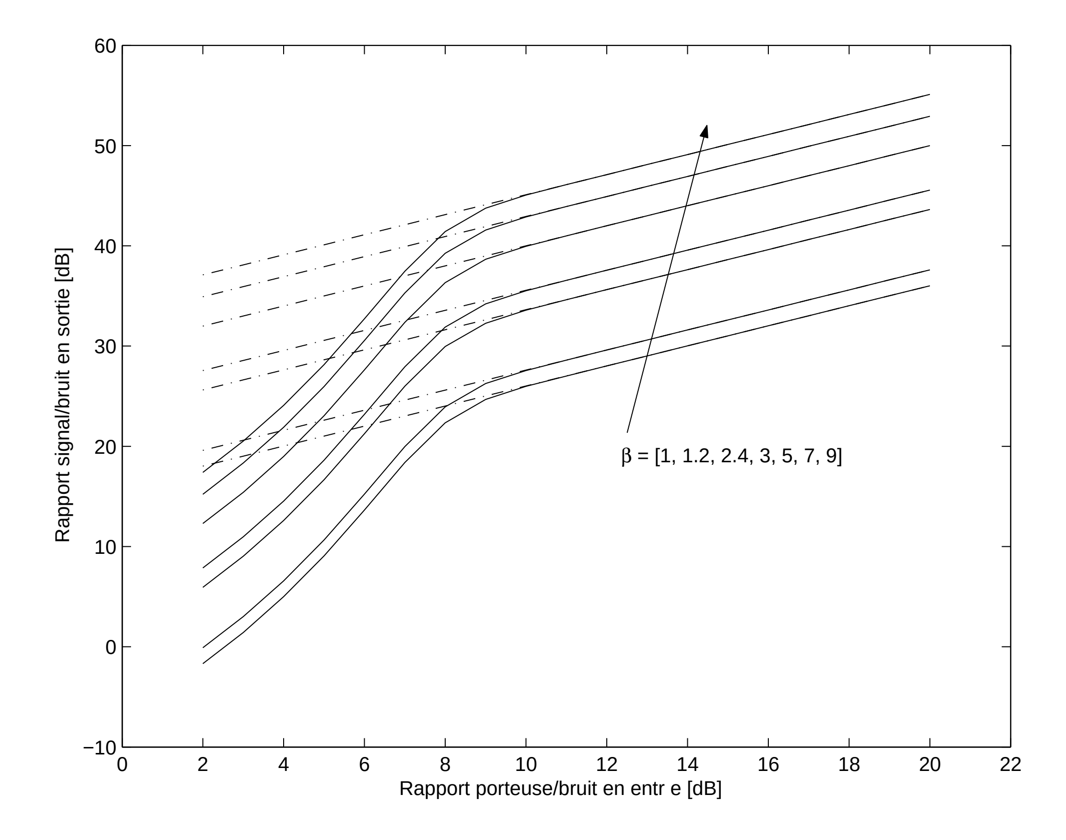


FIGURE 6.2: SNR de sortie du démodulateur MF vs le SNR à son entrée. La courbe en trait pointillé est l'approximation de l'équation (6.2) tandis que celle en trait continu est la valeur exacte obtenue de [**?**] p.152 eq. 3-8-25a.

6.2 Expérimentation

6.2.1 Appareillage requis

Pour la prochaine expérimentation, les instruments et appareils suivants seront nécessaires :

TABLE 6.1 – Appareillage nécessaire

Description	Référence
Générateur MF	Lab-Volt 9413
Récepteur MF/MP	Lab-Volt 9415
Générateur de fonctions double	Lab-Volt 9402
Voltmètre « True RMS »	Lab-Volt 9404
Générateur de bruit	Lab-Volt 9406
Oscilloscope	TDS-1012

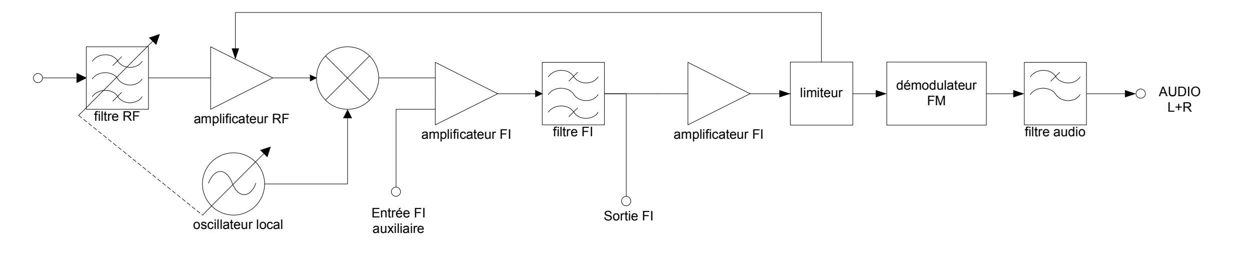


FIGURE 6.3: Schéma bloc du récepteur MF Lab-Volt 9415.

6.2.2 Mesure du rapport signal à bruit d'un récepteur MF

1. En premier lieu, ajuster le gain du générateur MF à environ 50% du maximum.
2. Mettre un signal modulant sinusoïdal de 5 kHz à l'entrée « Aux Input » du générateur MF et désactiver tous les autres signaux de l'encodeur stéréo.
3. À l'aide de l'analyseur de spectre, ajuster la déviation du signal MF pour avoir un indice de modulation de 2.4.
4. Relier le générateur MF à l'entrée MF à bande large du récepteur MF et effectuer la syntonisation de ce dernier pour que l'affichage « Tuning » tourne au vert.

Note : Tout au long des prochaines manipulations, s'assurer que la LED verte « Tuning » soit allumée lorsque l'on applique une porteuse MF au récepteur (si la syntonisation n'est pas bonne, certaines mesures seront erronées).

5. Mesurer la tension efficace qu'on retrouve à la sortie FI du récepteur ; il s'agit de la tension du signal à l'entrée du détecteur ($S_i(t)$).
6. Mesurer la tension efficace retrouvée à la sortie audio $\{G + D\ \}$ du décodeur stéréo. Cette tension est le signal audio récupéré à la sortie du détecteur ($S_o(t)$).
7. Débrancher le câble reliant le générateur MF au récepteur MF.
8. Brancher le générateur de bruit (9406) à l'entrée « AUX IF » du récepteur MF et limiter le bruit à la bande des fréquences comprises entre 10.2 et 11.2 MHz.
9. Tout en mesurant la tension de sortie « IF OUTPUT » du récepteur, ajuster la sortie du générateur de bruit pour avoir une tension efficace de 1 mV à la sortie FI du récepteur. Cette tension est le bruit d'entrée du démodulateur MF ($B_i(t)$).
10. Relier le générateur et le récepteur et enlever le signal modulant du générateur MF.
11. Mesurer la tension efficace à la sortie audio $\{G + D\}$ du récepteur : il s'agit du bruit à la sortie du démodulateur MF ($B_o(t)$).

Note : Ici, il est important de laisser la porteuse non modulée à l'entrée du récepteur pour s'assurer de mesurer le bruit à la sortie du démodulateur dans des conditions comparables à la réalité.

12. Calculer les rapports S_i/B_i et S_o/B_o et calculer le gain obtenu ($S_o/B_o[dB] - S_i/B_i[dB]$).
13. Reprendre les étapes 7 à 12 pour des rapports S_i/B_i de 6, 8, 10, 12, 16 et 20 dB.
14. Représenter sur un graphique la relation S_o/B_o vs. S_i/B_i pour les mesures précédentes et discuter des résultats.

6.2.3 L'effet de seuil d'un démodulateur MF

Brancher le signal modulant tel qu'ajusté précédemment à l'entrée « AUX INPUT » du générateur MF et relier la sortie de ce dernier à l'entrée MF à bande large du récepteur. Relier la sortie « AUDIO $\{G+D\}$ » du décodeur stéréo à l'amplificateur audio et ajuster le volume pour entendre le signal audio. Varier l'amplitude du générateur de bruit pour trouver le seuil à partir duquel le signal audio à la sortie du récepteur devient inintelligible. Mesurer le rapport S_i/B_i à l'entrée du détecteur pour obtenir ce seuil et discuter des résultats.

6.2.4 L'effet de l'indice de modulation sur le bruit

Mesurer la tension de sortie du générateur de fonctions (le signal modulant) et diminuer l'amplitude de celui-ci d'un facteur 2 pour obtenir un indice de modulation β de 1.2. Reprendre les manipulations précédentes pour cette nouvelle valeur de l'indice de modulation et commenter la variation du rapport S_o/B_o obtenu en fonction de la déviation en fréquence du signal MF.



Échantillonnage et quantification

Ce laboratoire a pour objectif l'étude et l'expérimentation des concepts fondamentaux des communications numériques. Les manipulations décrites dans ce protocole ont pour but de démontrer :

- le théorème de Nyquist ;
- la notion de recouvrement spectral ;
- l'effet de la largeur des impulsions d'échantillonnage ;
- la présence du bruit de quantification.

7.1 Théorie

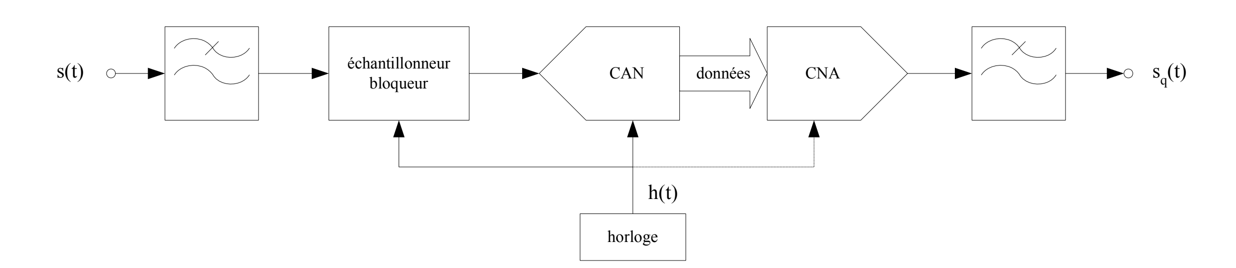


FIGURE 7.1: Échantillonnage et reconstitution d'un signal.

7.1.1 Conventions utilisées

- $s(t)$: signal à l'entrée du système ;
- $s_q(t)$: signal reconstitué à la sortie du système ;
- $h(t)$: horloge qui déclenche l'échantillonnage et la quantification.

Note : pour alléger les schémas, l'étage échantillonneur bloqueur sera, à partir de ce point, sous entendu à même le CAN.

Le théorème de Nyquist

Le théorème de Nyquist définit la relation qui doit exister entre la fréquence d'échantillonnage f_s et la fréquence maximale f_{max} du signal qu'on peut échantillonner sans qu'il y ait recouvrement de spectre. Ce théorème se résume à l'expression :

$$f_s \geq 2f_{max} \tag{7.1}$$

7.1.2 Le recouvrement de spectre

Dans l'éventualité où le théorème de Nyquist ne serait pas respecté, on serait confronté au phénomène de recouvrement de spectre (*aliasing*). Dans ce cas, le spectre du signal échantillonné ne correspondrait plus à une reproduction du spectre du signal à tous les multiples de la fréquence d'échantillonnage. La figure 7.2 démontre bien ce phénomène ; la zone ombragée en e) est l'endroit où il y a recouvrement de spectre.

7.1.3 Le bruit de quantificiation

Pour discrétiser un signal, il faut un nombre fini de bits (la capacité des canaux de communications limitée en est une des principales causes). Les convertisseurs analogique à numérique offrent diverses précisions d'encodage et on peut voir fréquemment des nombres codés sur 8, 16, 24 et 32 bits. Par exemple, pour le cas des disques compacts audio, le codage est fait sur 16 bits ; ce qui offre une possibilité de $2^{16} = 65536$ niveaux distincts.

Le bruit de quantification correspond à l'erreur qui est faite lorsqu'on encode un signal analogique sur un certain nombre de bits. Ce bruit est inversement proportionnel au nombre de bits utilisés.

La résolution de l'échantillonnage, soit le plus petit écart de tension distinguable, dépend du nombre de niveaux de quantification et de la plage des tensions admissibles à l'entrée du CAN (V_{CAN}). Pour une quantification linaire, la résolution q est déduite à partir de l'expression suivante :

$$q = \frac{V_{CAN}}{2^n}[volts] \tag{7.2}$$

où n est le nombre de bits utilisés pour coder chaque échantillon. En se référant au livre de Couch, on voit que le bruit de quantification normalisé pour un CAN linéaire se calcule ainsi :

$$N_Q = \frac{q^2}{12}[watts] \tag{7.3}$$

Le rapport signal à bruit de quantification se calcule comme suit :

$$SN_QR = \frac{\text{puissance du signal}}{\text{puissance du bruit de quantification}} = \frac{P_{signal}}{N_Q} \tag{7.4}$$

Le rapport signal à bruit de quantification est généralement calculé pour une sinusoïde pleine charge (couvrant la plage des tensions d'entrée du CAN) soit d'amplitude :

$$V_{signal} = \frac{V_{CAN}}{2} = \frac{2^n q}{2} \quad [volts] \tag{7.5}$$

Finalement, à partir des équations (7.3) et (7.5), on trouve :

$$SN_QR[dB] = 10\log_{10}\left(\frac{P_{signal}}{N_Q}\right) \approx 1.8 + 6n. \tag{7.6}$$

7.2 Exercices préparatoires

1. On veut discrétiser le signal

$$s(t) = 10\sin(2\pi 10^3 t) \;\; [volts] \tag{7.7}$$

   (a) Quelle doit être la fréquence d'échantillonnage minimale pour respecter le théorème de Nyquist ?

   (b) Quelle doit être la plage minimale des tensions admissibles V_{CAN} du convertisseur analogique à numérique ?

   (c) Pour une quantification sur 8 bits et à partir de la tension V_{CAN} trouvée précédemment, calculer le rapport signal à bruit de quantification.

   (d) Quel est le débit binaire nécessaire pour transmettre le signal $s(t)$ échantillonné à la fréquence de Nyquist et ce avec des échantillons codés sur 8 bits ?

2. Soit le signal $s(t)$ dont le spectre est représenté ci-dessous. Ce signal est échantillonné par le train d'impulsions $h(t)$ représentant un train d'impulsions non idéal, c'est à dire avec des impulsions de largeur non nulle.

   Sachant que la fréquence d'échantillonnage respecte le théorème de Nyquist, démontrer l'effet de la largeur des impulsions d'échantillonnage sur le spectre du signal échantillonné.

3. À partir des expressions (7.3) et (7.5), démontrer la démarche à suivre pour obtenir l'expression (pour une sinusoïde pleine charge)

$$SN_QR[dB] \approx 1.8 + 6n. \tag{7.8}$$

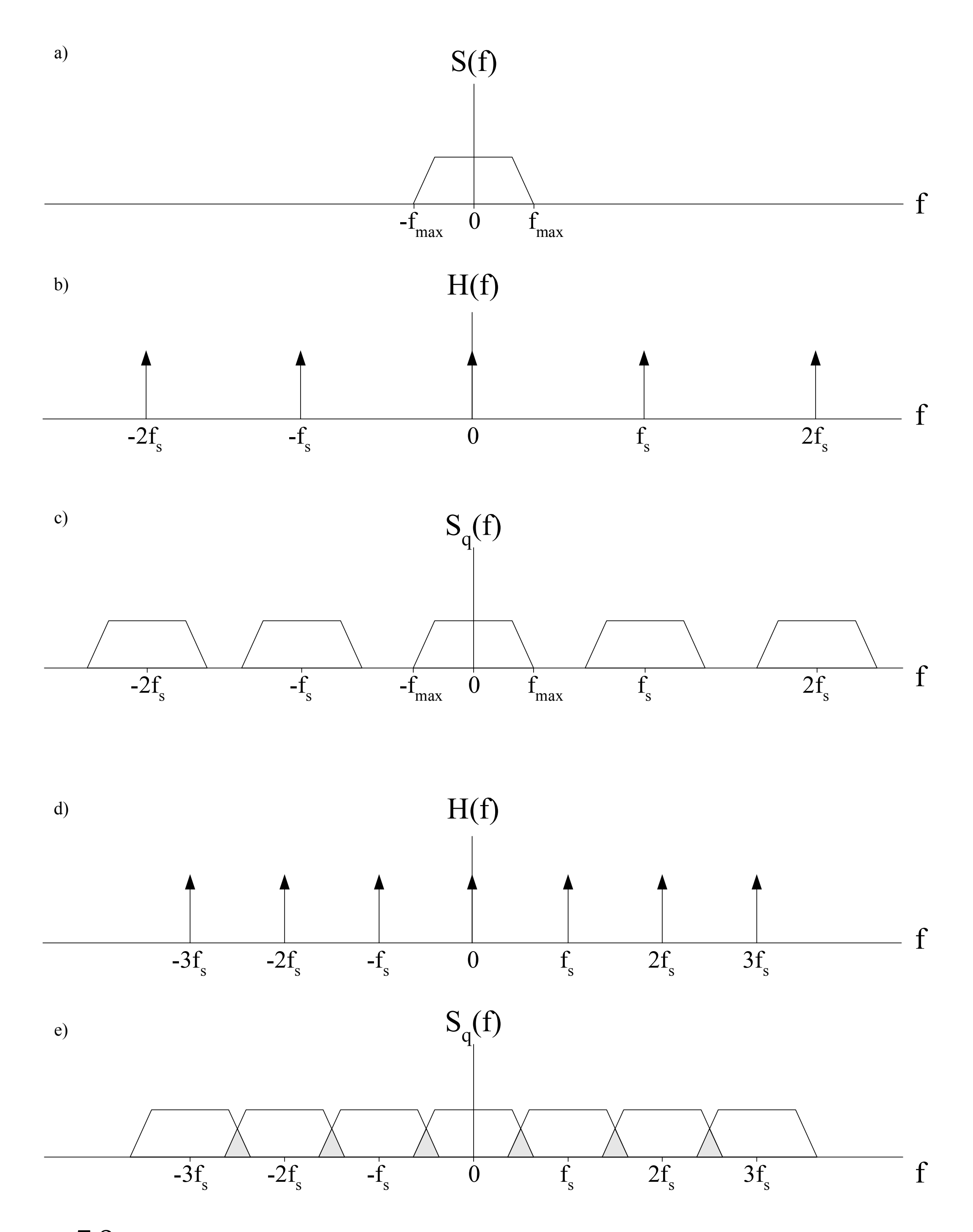
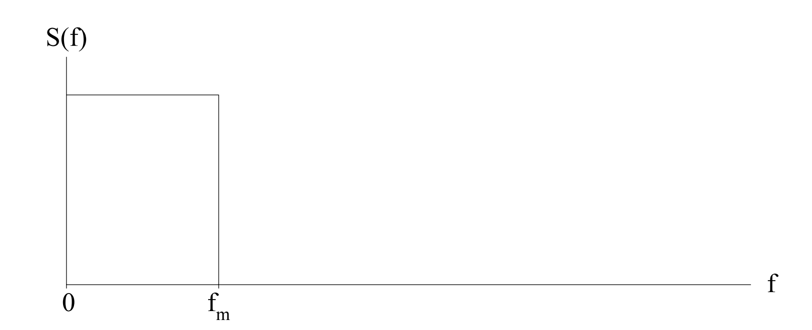


FIGURE 7.2: Recouvrement de spectre. a) Spectre du signal $s(t)$. b) Spectre de l'impulsion d'échantillonnage ($f_s > 2f_{max}$). c) Spectre du signal échantillonné. d) Spectre de l'impulsion d'échantillonnage ($f_s < 2f_{max}$). e)Spectre du signal échantillonné avec recouvrement de spectre.



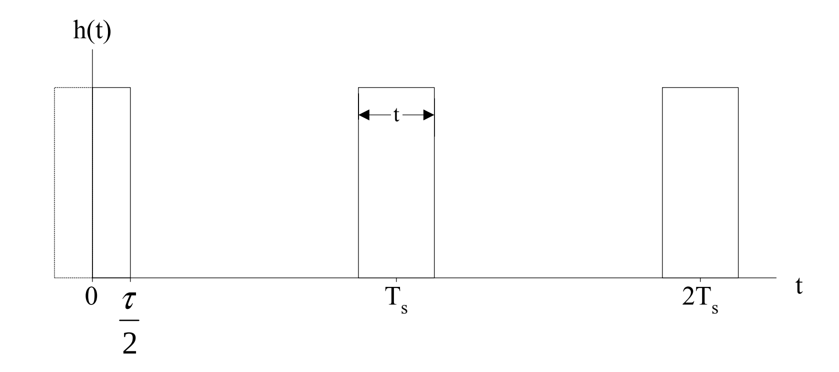


FIGURE 7.3: Signal et train d'impulsions pour l'exercice no. 2.

7.3 Expérimentation

7.3.1 Appareillage requis

Ce laboratoire nécessite l'équipement Lab-Volt dédié à l'apprentissage des communications numériques. En fait, en plus des instruments de mesure habituels, les instruments suivants seront nécessaires :

TABLE 7.1 – Appareillage nécessaire

Identification	Numéro Lab-Volt
Encodeur PCM	9444
Décodeur PCM	9445
Générateur d'horloge	9421
Filtre audio passe-bas	9426
Générateur audio synchrone	9427
Interrupteur de signal	9428
Filtres pour la mesure du bruit	9429

Note :

Ce laboratoire utilise l'ensemble encodeur-décodeur PCM pour l'étude de l'échantillonnage sans toutefois aborder l'encodage PCM. C'est pourquoi il faudra relier la sortie «test bus » de l'encodeur PCM à l'entrée «qqparallel input/output » du décodeur PCM. De plus, il faut désactiver la décompression au décodeur en sélectionnant le mode offset . Inscrire sur chacun des spectres tracés la fréquence du signal et la fréquence d'échantillonnage.

7.3.2 Effet de la largeur des impulsions de l'horloge

En théorie, on suppose que l'horloge est un train d'impulsions de largeur pratiquement nulle. En pratique, ce type d'horloge est difficile à réaliser et on doit tenir compte de l'effet de la largeur des impulsions sur le signal quantifié. Cette déformation du signal est la distorsion d'ouverture (*aperture distortion*). Les manipulations suivantes servent à visualiser l'effet de la largeur des impulsions sur le spectre du signal échantillonné. En se référant à la figure 7.4, faire les manipulations suivantes.

1. Générer le signal $s(t)$ en combinant les 2 générateurs de fonctions à l'aide du filtre passe-bas dans le module des filtres de mesure du bruit.
2. Ajuster une première sinusoïde à 15 kHz et l'autre à 18 kHz et faire en sorte que l'amplitude de chacune d'elles soit de 300 mVeff à l'entrée audio de l'encodeur PCM (dans 600 Ω).
3. Ajuster la fréquence de l'horloge $h(t)$ à 40 kHz. Imprimer le spectre de $h(t)$.

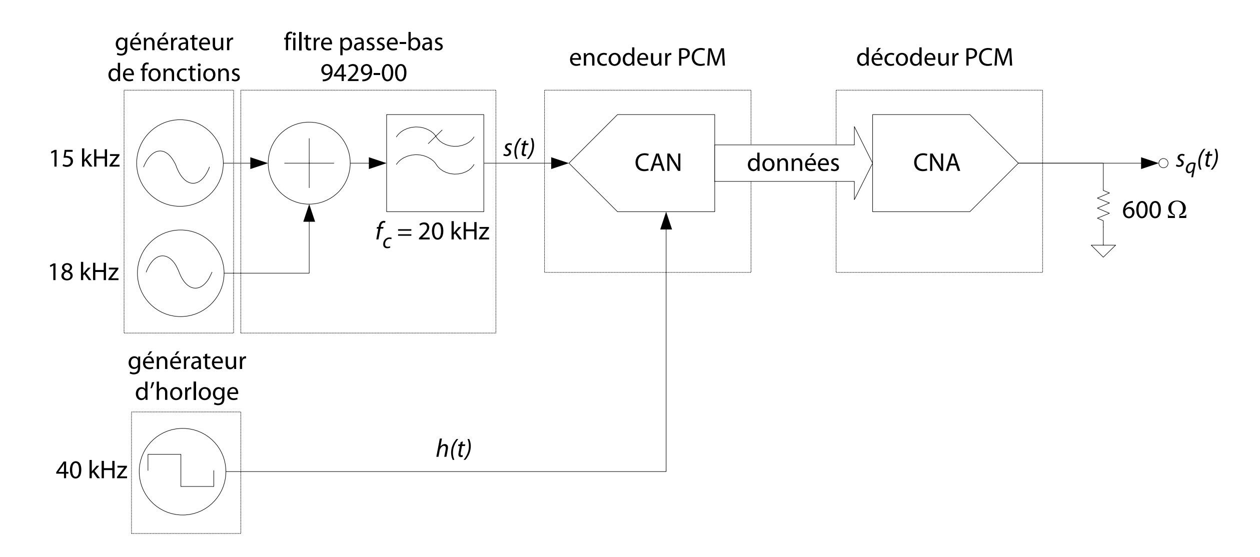


FIGURE 7.4: Montage pour la mesure de l'effet de la largeur des impulsions de l'horloge sur le spectre du signal échantillonné.

4. Imprimer le spectre de $s(t)$. *Note* : Ici, les deux raies spectrales (15 kHz et 18 kHz) devraient avoir la même hauteur sur le spectre de $s(t)$. Commentez vos observations.
5. Observer et tracer le spectre du signal échantillonné et reconstitué $s_q(t)$ pour une étendue de fréquences de 100 kHz. Comparer le spectre final $s_q(t)$ avec le spectre initial $s(t)$ et discuter des résultats. Sont-ils conformes aux prévisions théoriques ?

7.3.3 Effet du repliement spectral

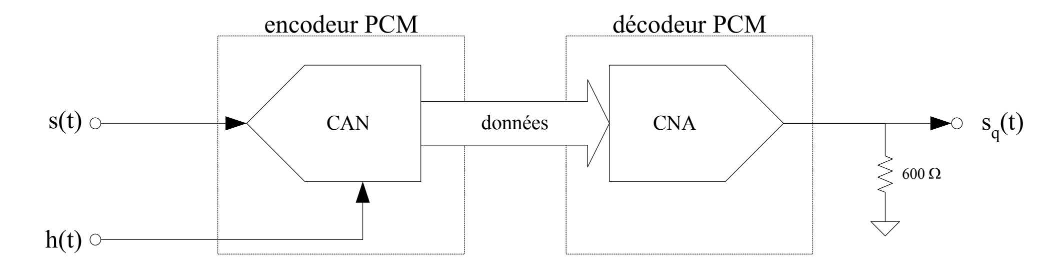


FIGURE 7.5: Branchement pour vérifier le phénomène de recouvrement spectral.

Cette manipulation permet de valider expérimentalement le théorème de Nyquist et de constater l'effet du recouvrement de spectre dans les domaines temporel et fréquentiel. Faire le montage de la figure 7.5 et régler la fréquence de l'horloge à 40 kHz.

Pour des signaux sinusoïdaux s(t) de 10 kHz, 15 kHz[1] et 25 kHz de 300 mVeff :

1. Calculer la fréquence de Nyquist nécessaire pour l'échantillonnage du signal $s(t)$;
2. Tracer le spectre du signal $s_q(t)$;
3. Identifier les raies spectrales du message original et de ses différentes répliques ;
4. Comparer la fréquence des raies trouvées en 3 avec la fréquence théorique qu'elles devraient avoir ;
5. Commenter la qualité de l'échantillonnage puis discuter de la possibilité de récupérer le message original à la sortie du décodeur.

7.3.4 Effet du nombre de bits sur le bruit de quantification

Cette manipulation a pour but la visualisation de l'effet du nombre de niveaux de quantification sur le signal de sortie du CNA. En fait, on peut comparer la variation du SN_QR pour différents nombres de bits de quantification et ainsi avoir une mesure quantitative de la qualité du signal à la sortie du CNA.

La mesure de la puissance du signal seulement est pratiquement irréalisable et la mesure de la puissance du bruit de quantification seulement est aussi difficile à réaliser. En procédant par d'autres astuces, il est possible, à l'aide de quelques mesures et de simples calculs, de déduire les puissances du signal et du bruit et ainsi obtenir le SN_QR.

En se référant à la figure 7.1, on déduit que le signal $s_q(t)$ à la sortie audio est la sommation du signal et du bruit de quantification. Pour fin d'analyse nommons cette puissance P_{audio}, alors :

$$P_{audio} = P_{signal} + N_Q + P_{res}. \tag{7.9}$$

Puisque la fréquence du signal audio est connue (celle du bruit ne l'est pas), il est possible d'éliminer en grande partie le signal audio présent à la sortie audio du CNA et ce en utilisant un filtre coupe-bande. À la sortie du filtre coupe-bande on aurait alors :

$$P_{coupe-bande} = N_Q + P_{res}, \tag{7.10}$$

où P_{res} est la puissance résiduelle du signal audio à la sortie du filtre coupe-bande car on sait qu'il est pratiquement impossible de supprimer en totalité le signal audio présent à la sortie. On peut toutefois mesurer cette puissance résiduelle en appliquant le signal audio directement au filtre coupe-bande soit en contournant le circuit d'échantillonnage et en mesurant la puissance du signal à la sortie du filtre coupe-bande (voir la figure 7.6).

$$N_Q = P_{coupe-bande} - P_{res} \tag{7.11}$$

1. Si le spectre obtenu à 15 kHz est trop instable, modifier très légèrement la fréquence de $s(t)$.

$$P_{signal} = P_{audio} - P_{coupe-bande} \tag{7.12}$$

Finalement, le rapport signal à bruit de quantification se calcule à partir de l'expression suivante :

$$SN_QR = \frac{P_{signal}}{N_Q} = \frac{P_{audio} - P_{coupe-bande}}{P_{coupe-bande} - P_{res}} \tag{7.13}$$

Mesure du signal résiduel à la sortie du filtre coupe-bande

Cette manipulation a pour but de déterminer la quantité de signal qui n'a pas été éliminée par le filtre coupe-bande soit la puissance résiduelle (P_{res}).

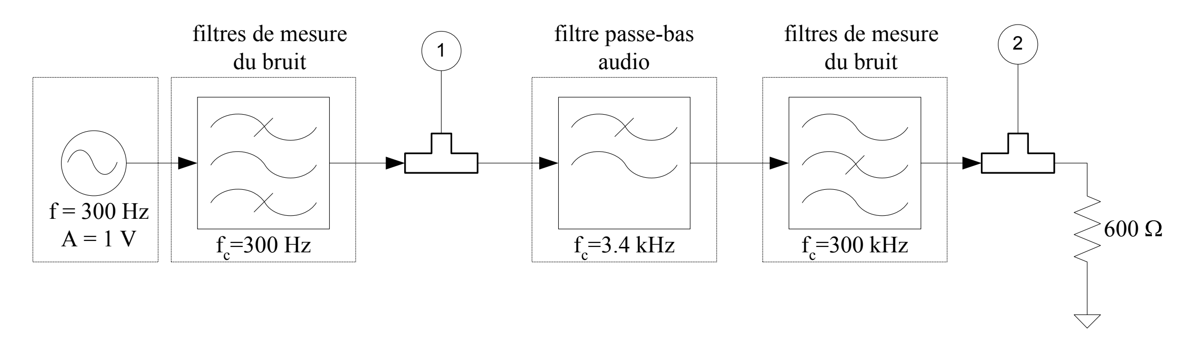


FIGURE 7.6: Montage pour la mesure du signal résiduel à la sortie du filtre coupe-bande.

1. Réaliser le montage de la figure et ajuster les paramètres tel qu'indiqué sur le schéma (le filtre passe-bas sera ajusté ultérieurement).
2. Brancher le voltmètre à la sortie du filtre passe-bande (connecteur en T, numéro 1) et ajuster l'amplitude de sortie du générateur de fonctions pour avoir 0.707 Veff (valeur mesurée à la sortie du filtre passe-bande) : cette amplitude correspond à une pleine charge à l'entrée soit la tension maximale admissible pour le CAN.
3. Brancher la sortie *monitor output* du filtre passe-bas au fréquencemètre et ajuster la fréquence de coupure du filtre à 3.4 kHz. La sortie *monitor output* donne un signal de fréquence correspondant à la fréquence de coupure du filtre.
4. Placer la sortie du filtre passe-bas en mode calibré et ajuster l'ordre du filtre à 4.
5. Calibrer et brancher le voltmètre à la sortie du filtre coupe-bande (T no. 2). Régler l'échelle du voltmètre à 10 mV.
6. Ajuster finement la fréquence du générateur de fonctions pour avoir une tension minimale à la sortie du filtre coupe-bande. Cette tension correspond aux composantes du signal audio qui n'ont pu être supprimées par le filtre coupe-bande. Noter cette tension V_{res} ; elle sera utilisée plus tard. (Assurez-vous que la tension au T no. 1 est toujours de 707 mVeff)

Mesure du bruit de quantification pour une entrée pleine charge

Cette manipulation a pour but de démontrer l'effet du nombre de bits de quantification sur le SN_QR à la sortie du système.

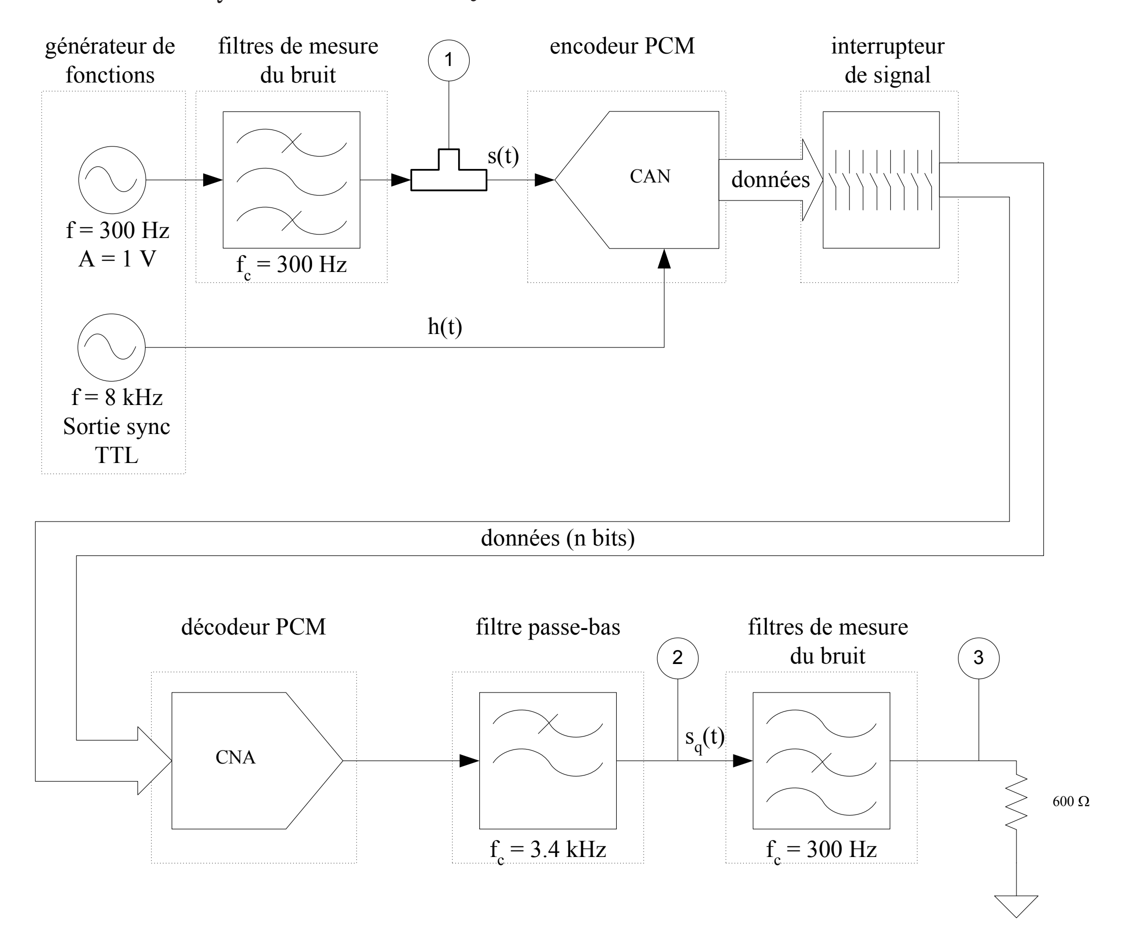


FIGURE 7.7: Montage pour la mesure du bruit de quantification.

1. Tout d'abord réaliser le montage de la figure en conservant les ajustements de la manipulation précédente.
2. Sur le décodeur PCM ajuster le *input code* à *offset*. Ceci a pour effet de désactiver toute décompression pouvant s'appliquer au signal pour le décodage (à voir lors de l'étude du PCM).
3. Mettre tous les boutons du commutateur de signaux à O (out).
4. Bien vérifier que la tension au T no. 1 est de 707 mVeff (1 Vcc).
5. Mesurer la tension de sortie du filtre passe-bas (T numéro 2). De cette tension, on peut déduire la puissance P_{audio} telle que démontrée par l'expression (7.9).
6. Mesurer la tension de sortie du filtre coupe-bande (T numéro 3). On peut cette fois déduire la puissance $P_{coupe-bande}$ à partir de cette tension.

7. Calculer le rapport signal à bruit de quantification à partir des mesures précédentes et de l'expression (7.13).
8. Reprendre les étapes 4 à 6 pour des échantillons codés sur 7, 6, 5, 4, 3 et 2 bits respectivement. *Note* : pour 7 bits, il suffit de supprimer le bit le moins significatif soit le bit 1 du commutateur. Pour 6 bits, il suffit de supprimer les 2 bits les moins significatifs, etc.
9. Grouper les résultats dans un tableau et tracer les courbes théoriques et expérimentales du SN_QR en fonction du nombre de bits de quantification.
10. Comparer et discuter des résultats.

7.3.5 Bruit de quantification vs amplitude du signal d'entrée

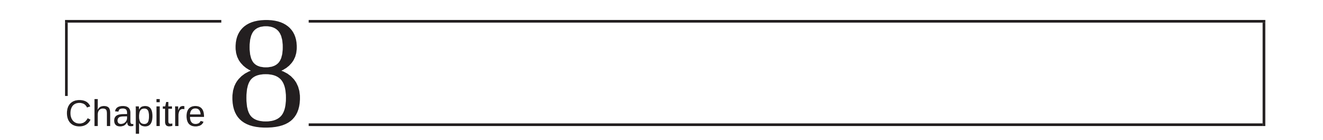
La prochaine étape consiste en la démonstration de l'effet de l'amplitude du signal d'entrée sur le SN_QR à la sortie.

Reprendre les étapes 4, 5 et 6 de la manipulation précédente pour une entrée sinusoïdale de 707 mVeff, 354 mVeff, 177 mVeff, 88 mVeff et 44 mVeff (tension au T numéro 1) et ce pour une quantification sur 7,6 et 5 bits respectivement. Pour l'entrée de 707 mVeff, les mesures ont été prises à la manipulation précédente... Grouper les données sous forme de tableau et tracer la courbe SN_QR vs tension d'entrée normalisée en dB.

Note : la tension d'entrée normalisée en dB est :

$$V_i[dB] = 20 \log_{10} \frac{V_i}{V_{\text{pleine charge}}} \tag{7.14}$$

et $V_{\text{pleine charge}}$ est 707 mVeff. L'amplitude du signal d'entrée influence-t-elle le SN_QR ? Et si oui, quelles sont vos recommandations ?



La modulation PCM

La modulation par impulsions codées (Pulse Code Modulation) est la transmission numérique d'échantillons obtenus par le procédé d'échantillonnage et de quantification tel qu'étudié au laboratoire précédent. La transmission numérique des signaux procure, dans la plupart des applications, une meilleure immunité au bruit et par le fait même assure une communication plus fiable. De plus, une fois encodés PCM, les signaux peuvent être facilement traités numériquement pour faire du multiplexage, de la compression et autres.

Le présent laboratoire aborde les notions suivantes de la modulation PCM :
- La conversion parallèle-série et série-parallèle ;
- La compression et la décompression ;
- Le diagramme de l'œil.

8.1 Théorie

Après l'étape d'échantillonnage et quantification, on obtient le signal d'entrée discrétisé sous forme d'un bus parallèle de 8 bits dans le cas des modules numériques Lab-Volt. En fait, à toutes les périodes d'échantillonnage, le CAN (convertisseur analogique-numérique) évalue la tension correspondant au signal d'entrée $s(t)$ à l'instant précis où doit se faire l'échantillonnage soit sur un front montant de l'horloge d'échantillonnage $h(t)$ pour l'encodeur PCM Lab-Volt. Après un délai de conversion, la valeur numérique de l'échantillon se retrouve sur le port de sortie du CAN et le signal EOC (End Of Conversion) est activé pour indiquer que l'échantillon qui se retrouve sur le bus de données est maintenant valide. Pour l'encodeur PCM Lab-Volt, le signal EOC est actif haut.

8.1.1 Conversion parallèle-série

Comme la plupart des canaux de communications ne permettent pas la transmission simultanée de tous les bits d'un signal, la conversion du format parallèle à un format série s'impose. Cette conversion est facilement réalisable à l'aide de logique

combinatoire mais dans le cadre de ce laboratoire, il ne sera pas question des détails relatifs à cet élément du système. Du point de vue fonctionnel, l'échantillon numérique parallèle est saisi par l'étage convertisseur sur un front montant du signal EOC et restitué bit par bit sur le port de sortie de ce module. Bien sûr, le signal sous format série est d'un débit binaire n fois plus élevé que celui qu'on retrouve sous format parallèle (n étant la largeur du bus parallèle).

8.1.2 Conversion série-parallèle

Cette conversion est l'opération duale de la conversion parallèle-série. Elle s'effectue à la réception pour remettre les données sous la forme parallèle telles qu'elles ont été générées par le CAN. Encore une fois, il va de soi que le débit binaire à la sortie du convertisseur série-parallèle est n fois moindre que celui de l'entrée série de ce module. Pour ce laboratoire, la synchronisation du récepteur se fait directement à l'aide du signal EOC du CAN. En pratique, le canal impose un délai considérable et diverses astuces doivent être utilisées pour la récupération de l'horloge au récepteur et ainsi régénérer le signal EOC pour le CNA car ce dernier n'est généralement pas transmis.

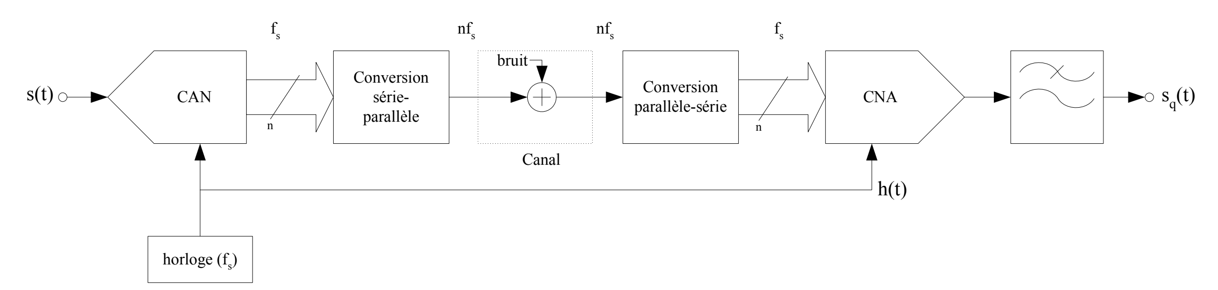


FIGURE 8.1: Schéma d'un encodeur-décodeur PCM.

8.1.3 La quantification non-linéaire

Comme il a été démontré au laboratoire précédent, le rapport signal à bruit de quantification est moindre lorsque les signaux à quantifier sont de faibles amplitudes. De plus, ces derniers signaux sont plus vulnérables à une erreur de transmission. Par exemple, une erreur de 1 bit est pire dans le cas d'un signal faible que pour un fort signal. Une des solutions proposées pour uniformiser le rapport signal à bruit de quantification sur toute la plage des tensions d'entrée du CAN est d'utiliser la compression à l'encodeur PCM et la décompression au décodeur PCM. Ainsi, avec un étage supplémentaire à l'encodeur PCM, il est possible d'augmenter l'amplitude des faibles signaux tout en diminuant celle des signaux de plus forte amplitude. Au récepteur il suffit d'effectuer le traitement inverse soit de diminuer l'amplitude des faibles signaux et d'augmenter l'amplitude des signaux forts.

Pour effectuer la compression et la décompression, il existe deux principaux standards qui sont la loi en A et la loi en μ utilisés en Europe et en Amérique du Nord

respectivement. Ces deux normes dictent l'amplitude de sortie que doit donner l'étage de compression pour une amplitude d'entrée donnée et permettent une reconstitution conforme lorsque la même loi est utilisée au décodage (appliquée à l'inverse pour favoriser les signaux de grande amplitude et vice-versa). La figure 8.2 démontre bien cette relation.

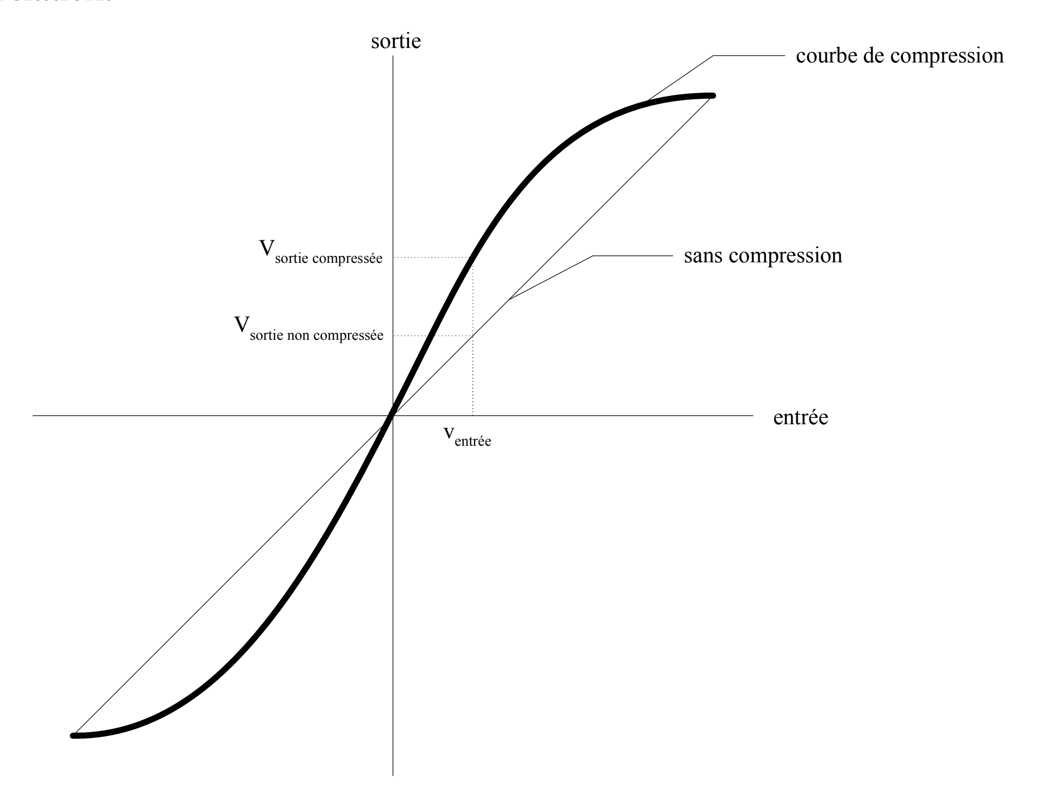


FIGURE 8.2: Fonction de transfert d'un circuit compresseur.

L'expression suivante énonce la fonction de transfert correspondant à loi en A :

$$F(v) = \frac{1 + \ln \left| \frac{Av}{V} \right|}{1 + \ln A} \tag{8.1}$$

où v est la tension d'entrée du compresseur, V est la tension maximale d'entrée du compresseur et A correspond au degré de compression désiré. La valeur standard du degré de compression est $A = 87,6$. La figure 8.3 démontre la fonction de transfert du compresseur utilisant la loi A pour différentes valeurs de compression.

Pour ce qui est de la compression selon la loi μ, l'expression suivante dicte la fonction de transfert du compresseur :

$$F(v) = \frac{V \ln \left(1 + \mu \left| \frac{v}{V} \right| \right)}{\ln(1 + \mu)} \tag{8.2}$$

Encore une fois, la figure 8.4 montre quelques courbes de compression utilisant la loi μ et en particulier celle pour la compression standard soit pour $\mu = 255$.

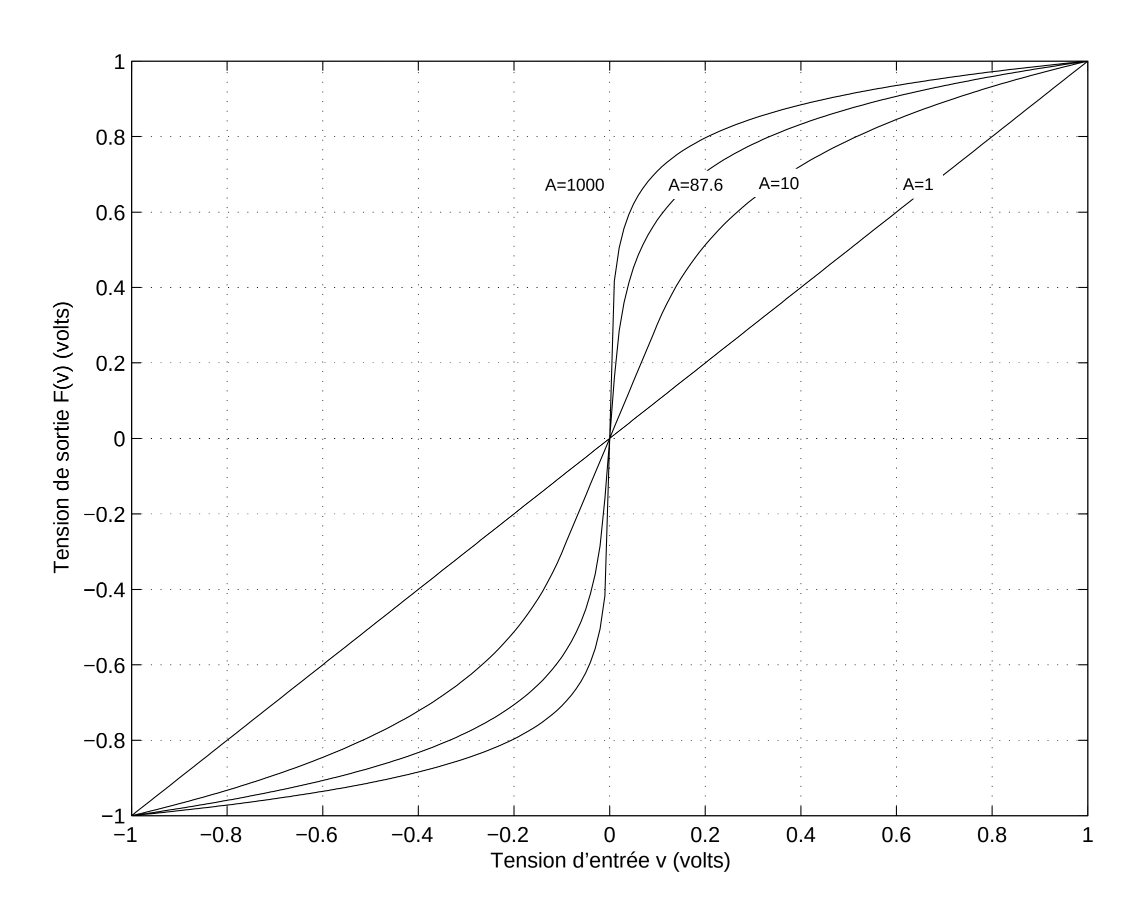


FIGURE 8.3: Courbes de compression selon la loi en A.

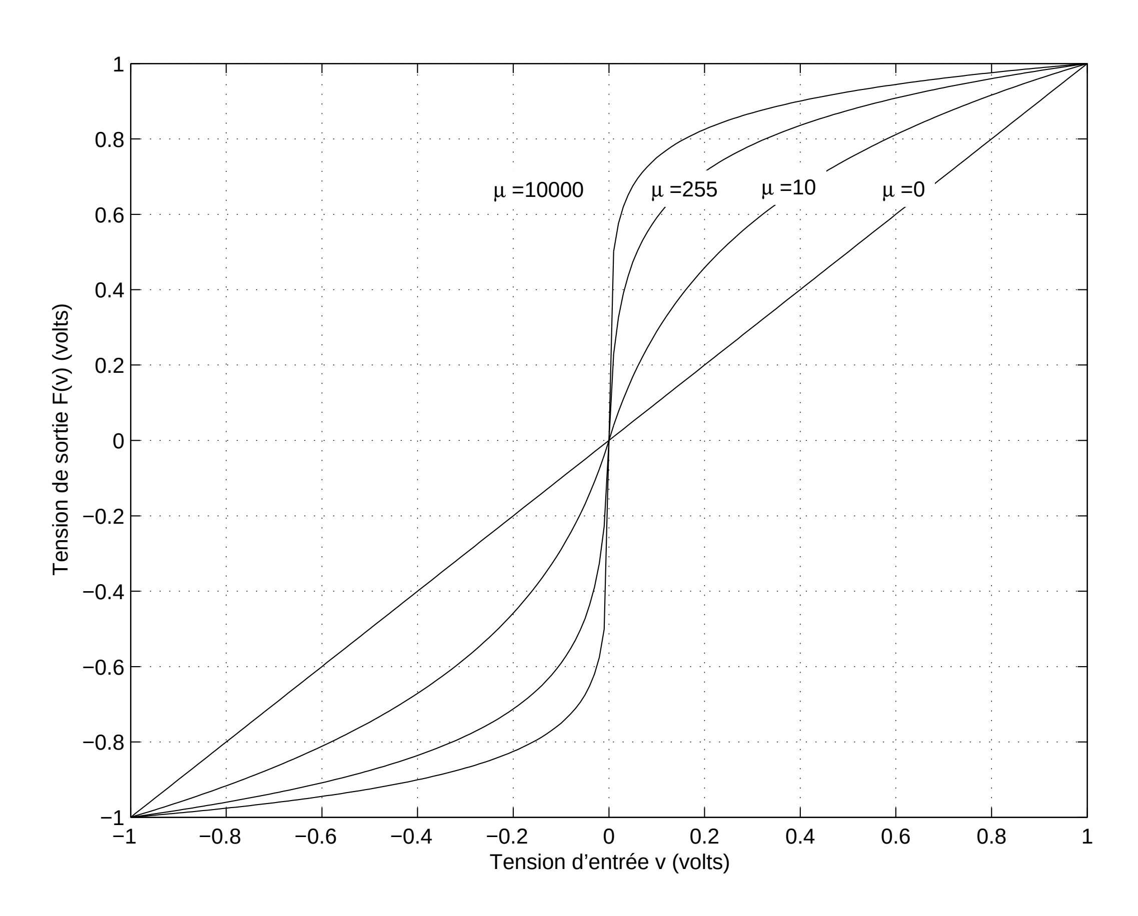


FIGURE 8.4: Courbes de compression selon la loi en μ.

8.1.4 Le diagramme de l'œil

Du point de vue expérimental, l'observation d'un signal numérique à l'écran d'un oscilloscope donne des renseignements très utiles en ce qui concerne les caractéristiques du circuit qui le génère et permet également une observation des perturbations apportées par le canal de transmission s'il y a lieu. En se référant à la figure 8.5, on voit que la persistance de l'écran d'un oscilloscope permet de superposer une multitude de transitions du signal à observer et le tracé résultant forme un œil lorsqu'il s'agit d'un signal binaire.

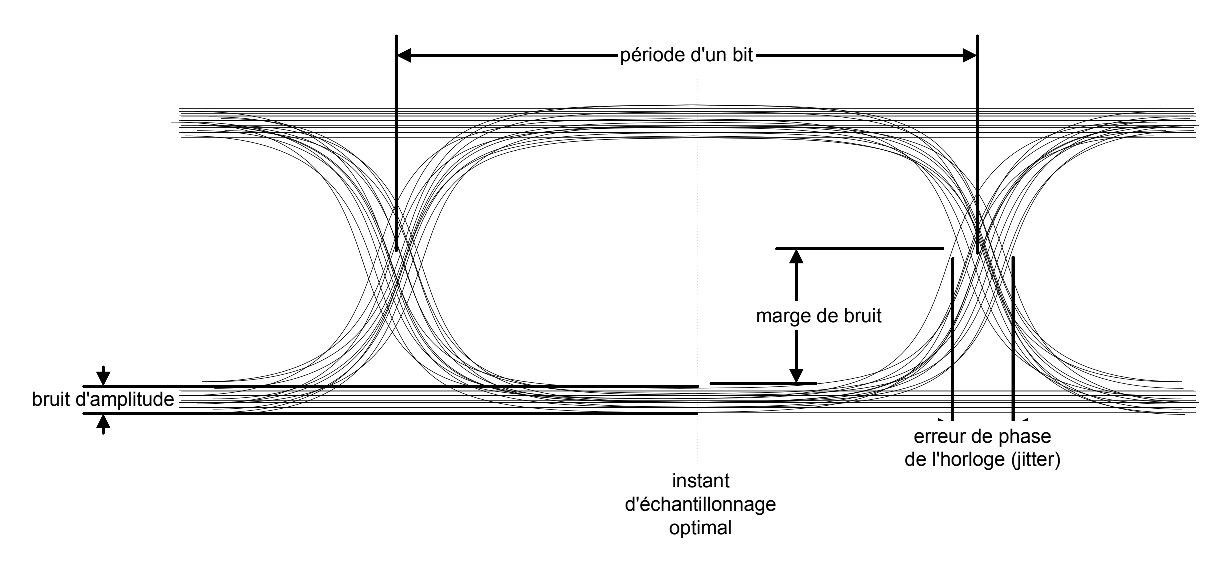


FIGURE 8.5: Diagramme de l'œil et son interprétation.

- La marge de bruit donne une indication de l'amplitude du bruit tolérable et au delà de laquelle une erreur serait introduite au récepteur lors de l'échantillonnage.
- L'erreur de phase démontre la stabilité de l'horloge servant à générer le signal observé.
- L'instant optimal auquel devrait être échantillonné le signal au récepteur devrait être au milieu de l'ouverture formée par l'œil. L'échantillonnage à d'autres instants rend le circuit récepteur plus sensible à l'erreur de phase de l'horloge (*jitter*).
- L'ouverture de l'œil en amplitude donne une idée de l'interférence inter-symbole qui affecte le signal : en temps normal, cette ouverture devrait être de 1 V pour des signaux binaires de 0 et 1 V respectivement.
- La pente des transitions donne une appréciation de la vulnérabilité du récepteur à l'erreur de phase. Plus le module de la pente est faible, plus lentes sont les transitions et par conséquent la période d'ambiguïté est prolongée.

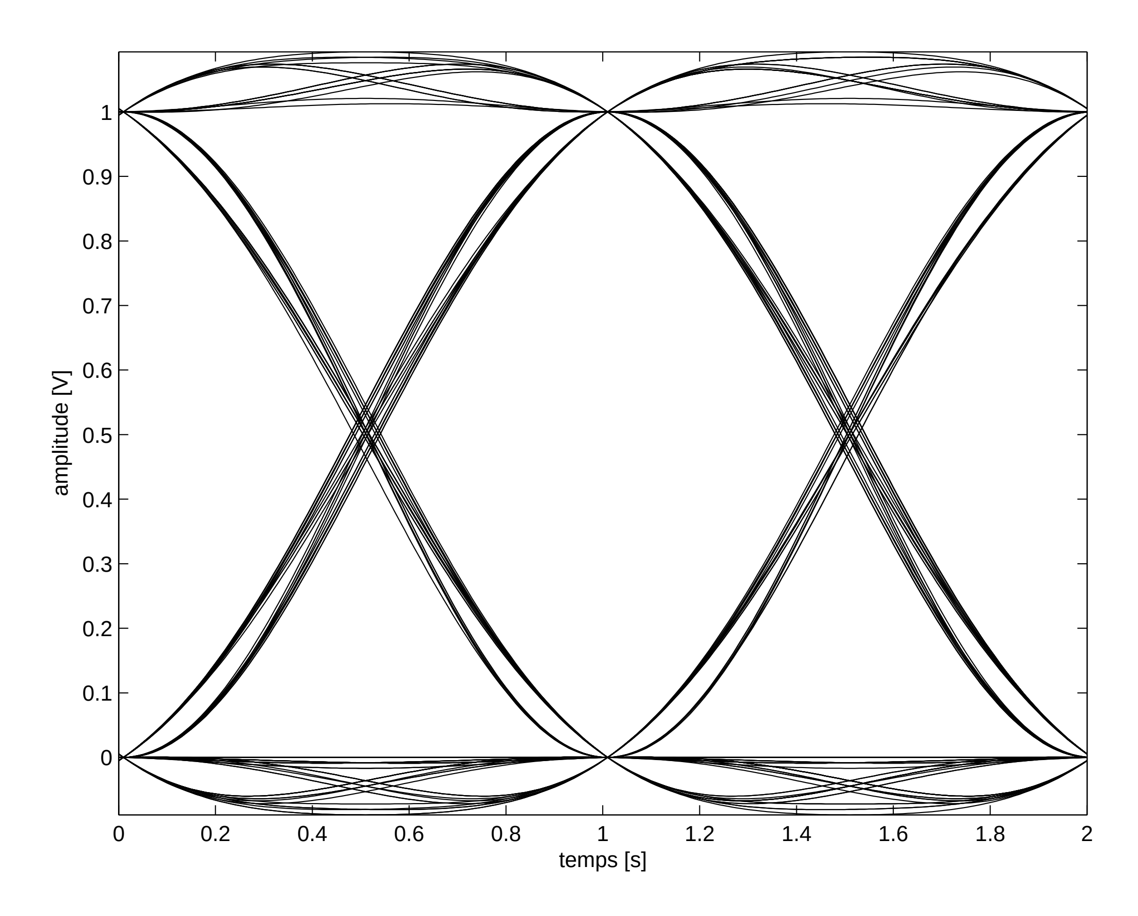


FIGURE 8.6: Diagramme de l'œil pour un canal limité en fréquence seulement.

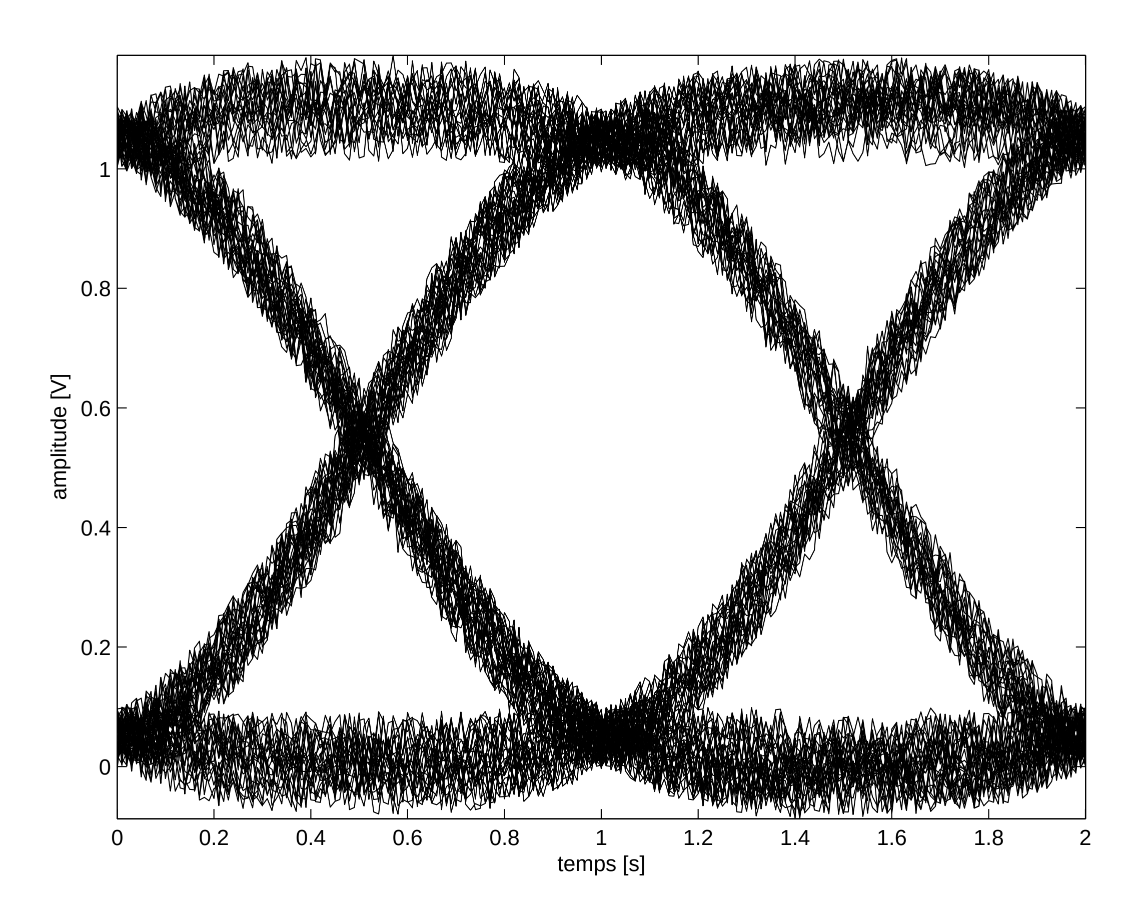


FIGURE 8.7: Diagramme de l'œil pour un canal limité en fréquence et en présence de bruit.

8.2 Expérimentation

8.2.1 Appareillage requis

Encore une fois, ce laboratoire nécessite l'équipement Lab-Volt dédié à l'apprentissage des communications numériques. Plus spécifiquement, les instruments suivants seront nécessaires :

TABLE 8.1 – Appareillage nécessaire

Description	Numéro Lab-Volt
Générateur de bruit	9406
Encodeur PCM	9444
Décodeur PCM	9445
Générateur d'horloge	9421
Analyseur logique	9424
Source de tension DC	9425
Filtres pour la mesure du bruit	9429

8.2.2 Observation d'un signal PCM

Cette manipulation permet d'observer un signal PCM et de visualiser son interaction avec le signal d'horloge et le signal indiquant la fin de la conversion (EOC) du signal analogique en son équivalent numérique.

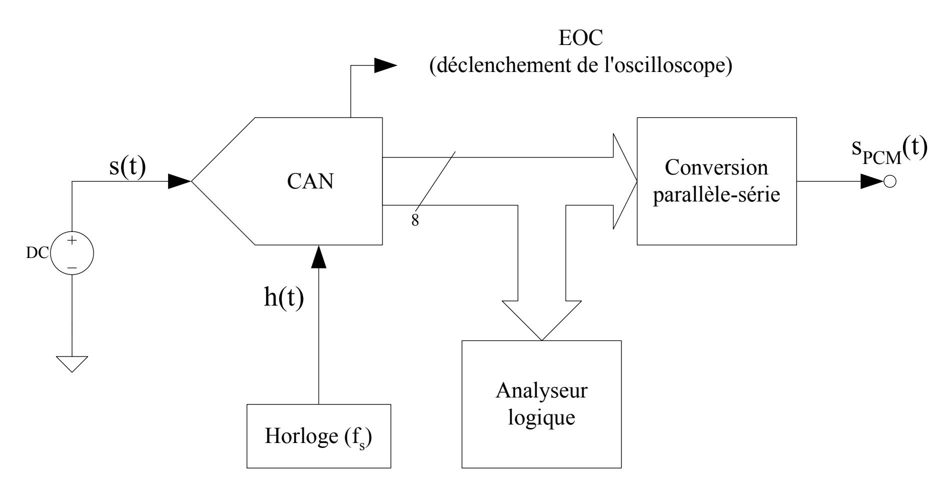


FIGURE 8.8: Montage pour l'observation d'un signal PCM.

1. Réaliser le montage de la figure précédente et ajuster la fréquence de l'horloge à 6.25 kHz. Mettre l'analyseur logique pour qu'il déclenche à l'interne et l'ajuster

en mode affichage des données de l'entrée. Relier la sortie EOC du CAN à l'entrée déclenchement externe de l'oscilloscope. Ajuster l'oscilloscope pour qu'il se synchronise sur le signal EOC et afficher les signaux $s_{PCM}(t)$ et $h(t)$ simultanément. Mettre l'encodeur PCM en mode direct (sans compression).

2. Ajuster la tension de la source continue pour avoir $s(t) = 0V$.
3. À quoi l'affichage de l'analyseur logique correspond-il ?
4. Observer et tracer les signaux $s_{PCM}(t)$ et $h(t)$ à l'aide de l'oscilloscope.
5. Identifier les bits respectifs de l'échantillon et indiquer quelle valeur d'échantillon est codée sous forme série.

Ajuster la source de tension pour avoir à la sortie de l'encodeur PCM les échantillons codés de valeurs 81h, 18h, 00h, AEh, 34h et FFh respectivement.

6. Pour chacune des valeurs obtenues, noter la tension de la source DC, tracer le signal PCM obtenu et identifier les bits de chaque échantillon.
7. À partir des mots codés obtenus précédemment et de la tension DC correspondante, déduire la résolution de l'échantillonnage et dire quelle est la plage des tensions admissibles du CAN.
8. Observer à l'oscilloscope l'horloge et le signal de fin de conversion EOC. Ajuster l'oscilloscope pour qu'il déclenche à partir du signal EOC. Mesurer le délai de conversion du CAN, c'est à dire le temps encouru entre le front montant de l'horloge d'échantillonnage et le front montant du signal EOC (voir figure 8.9).
9. D'après la mesure du temps de conversion obtenue précédemment, déduire la fréquence d'échantillonnage maximale qu'on peut atteindre avec ce CAN.

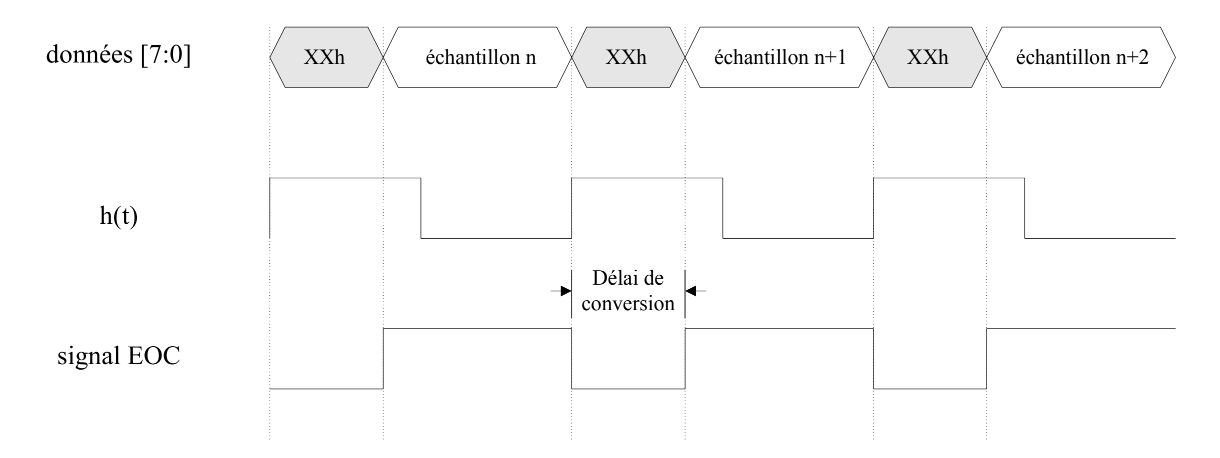


FIGURE 8.9: Localisation du délai de conversion du CAN.

8.2.3 Tracé des courbes de compression

La prochaine manipulation met en évidence les concepts relatifs à la compression et à la décompression des signaux PCM. Il sera question dans ce cas de relever la courbe de compression pour les 2 principales lois utilisées soit la loi en A et la loi en μ. Il sera aussi question de vérifier les performances du système de communication lorsqu'il y a compression ou non. *Note :* Pour l'ensemble encodeur-décodeur Lab-Volt, la compression A_1 correspond à la valeur standard $A = 87.6$ et la compression μ_2 correspond à la valeur $\mu = 255$.

Pour commencer, réaliser le montage de la figure 8.10.

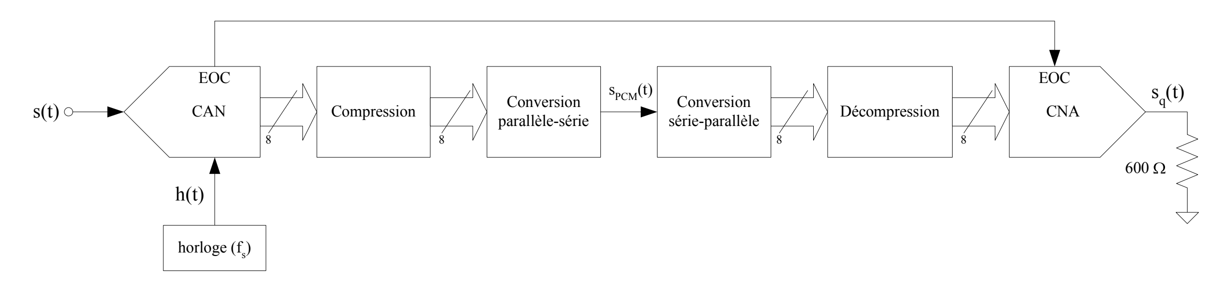


FIGURE 8.10: Montage pour l'observation de la compression/décompression.

1. Mettre le gain de sortie du décodeur PCM en mode calibré.
2. Ajuster l'horloge $h(t)$ à la fréquence 40 kHz.
3. Appliquer une dent de scie de 100 Hz et de 1 V_{cc} à l'entrée du CAN.
4. Ajuster le mode de compression à A_1pour l'encodeur PCM et mettre le décodeur en mode signé (sans compression).
5. Appliquer les entrées $s(t)$ et $s_q(t)$ aux entrées respectives X et Y de l'oscilloscope et ajuster ce dernier en mode XY.
6. Mettre les entrées de l'oscilloscope à la masse, ajuster le point résultant au centre de l'oscilloscope et remettre les entrées en mode DC.
7. La courbe de compression selon la loi A_1 devrait être affichée : faire les ajustements de l'oscilloscope pour visualiser au mieux cette courbe et tracer le résultat ainsi obtenu.
8. Reprendre les étapes précédentes pour la compression selon la loi μ_2.
9. Est-ce que les courbes obtenues ressemblent à ce qu'on doit s'attendre en théorie ?

8.2.4 Effet de la quantification non uniforme sur la reconstitution des signaux

Cette partie du laboratoire permet de visualiser l'effet de la compression et de la décompression sur le signal reconstitué $s_q(t)$.

1. Tout en gardant le montage de la manipulation précédente, changer le signal $s(t)$ pour une tension sinusoïdale de 300 Hz.
2. Mettre le mode de compression de l'encodeur et du décodeur PCM à A_1.
3. Visualiser les signaux $s(t)$ et $s_q(t)$ à l'oscilloscope en mode normal.
4. Disposer les 2 signaux pour mettre en évidence le signal source et le signal reconstitué.
5. Ajuster l'amplitude du signal $s(t)$ pour que le signal quantifié soit à la limite de l'écrêtage.
6. Imprimer les signaux ainsi obtenus.
7. Refaire les étapes précédentes pour la compression selon μ_2.
8. Discuter de l'effet de la compression sur le signal reconstitué et de ses avantages.

8.2.5 Évaluation de la performance d'un canal de transmission

Comme il a été discuté précédemment, le diagramme de l'œil s'avère un outil pratiquement indispensable pour évaluer la qualité d'un signal du type PCM. Cette manipulation commence par la visualisation d'un diagramme de l'œil pour un canal de transmission parfait et par la suite, amène à la constatation de l'état du signal PCM au fur et à mesure que le canal se dégrade.

Pour un canal parfait

Pour commencer, réaliser le montage de la figure suivante :

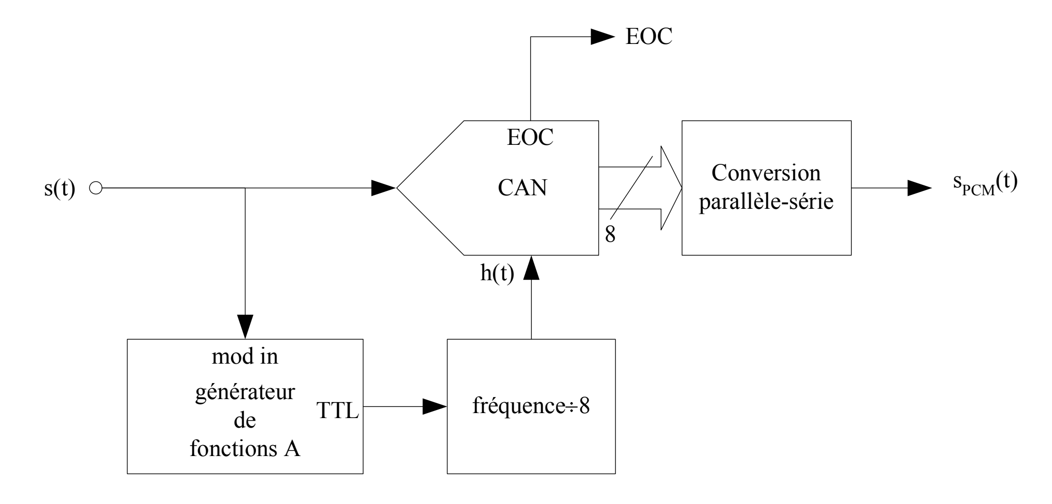


FIGURE 8.11: Montage pour l'observation du diagramme de l'œil.

1. Générer le signal $s(t)$ à l'aide du générateur de fonctions B et ajuster la sortie pour qu'elle soit en mode sinusoïdal, de fréquence 300 Hz et d'amplitude 2 V_{cc}. Le générateur de fonctions A produit une sinusoïde de 56 kHz et ce dernier sera modulé en fréquence par le signal $s(t)$.
2. Utiliser la sortie TTL du générateur de fonctions A pour déclencher l'oscilloscope et ajuster la déviation du modulateur de fréquence au minimum.
3. Observer et tracer le signal $s_{PCM}(t)$; ce qu'on voit à l'écran de l'oscilloscope correspond au diagramme de l'œil pour une situation idéale.

Pour un canal de largeur de bande limitée et bruité

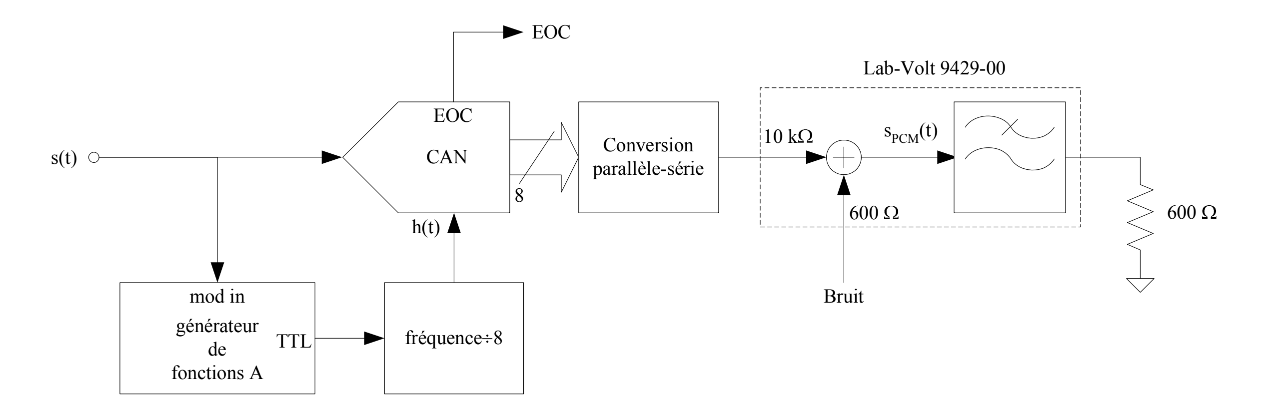


FIGURE 8.12: Montage pour l'observation du diagramme de l'œil avec bruit.

– Pour simuler un canal limité en fréquence, on utilise le filtre passe-bas de l'ensemble de filtres pour la mesure du bruit Lab-Volt 9429.
– Le bruit provient du générateur de bruit Lab-Volt 9406. Ce bruit doit être limité en fréquence entre 2 Hz et 20 kHz.
– La déviation en fréquence de l'horloge permet de simuler la gigue de phase (jitter) introduite par l'instabilité de l'horloge à l'encodeur.

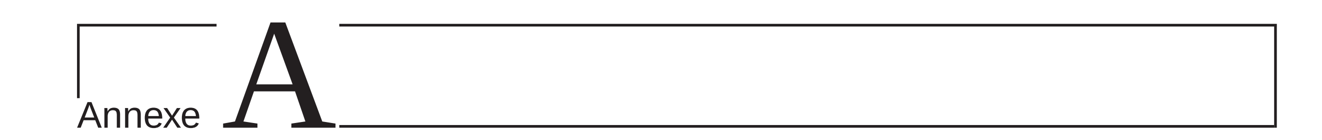
Réaliser le montage de la figure précédente et pour les valeurs du tableau suivant tracer le diagramme de l'œil obtenu.

1. À partir des tracés obtenus, discuter de l'effet de la largeur de bande du canal sur le diagramme de l'œil.
2. En théorie, quelle est la largeur de bande minimale requise pour transmettre le signal PCM de cette manipulation ?
3. Est-ce que les prédictions théoriques correspondent à ce qu'on peut observer expérmentalement ?
4. Quel est l'effet du bruit du canal sur le diagramme de l'œil ? Est-ce que le bruit tel que généré au cours de cette manipulation compromet l'intégrité du signal reçu au décodeur PCM ?

TABLE 8.2 – Paramètres d'études

	Largeur de bande du canal	**Puissance du bruit**	**Déviation de fréquence**
a)	160 kHz	—	—
b)	80 kHz	—	—
c)	20 kHz	—	—
d)	80 kHz	100 mV$_{eff}$	—
e)	80 kHz	—	non nulle
f)	80 kHz	100 mV$_{eff}$	non nulle

5. Quel est l'effet de la gigue de phase sur les diagrammes de l'œil obtenus ? En quoi peut-elle contribuer à une erreur lors de la détection ?



Annexe A

Table des fonctions de Bessel

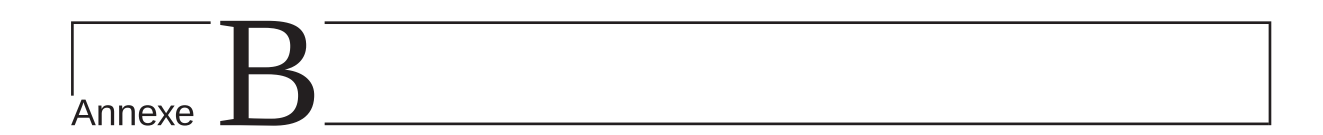
Note : les valeurs sont en dB i.e. $20\log_{10}\left(\left|\frac{J_n(x)}{J_0(0)}\right|\right)$

x	$J_0(x)$	$J_1(x)$	$J_2(x)$	$J_3(x)$	$J_4(x)$	$J_5(x)$	$J_6(x)$	$J_7(x)$	$J_8(x)$
0.00	0.00								
0.05	-0.01	-32.04							
0.10	-0.02	-26.03	-58.07						
0.15	-0.05	-22.52	-51.03						
0.20	-0.09	-20.04	-46.05						
0.25	-0.14	-18.13	-42.19						
0.30	-0.20	-16.58	-39.04						
0.35	-0.27	-15.27	-36.39						
0.40	-0.35	-14.15	-34.10	-57.59					
0.45	-0.45	-13.18	-32.08	-54.54					
0.50	-0.55	-12.31	-30.28	-51.82					
0.55	-0.67	-11.54	-28.67	-49.37					
0.60	-0.80	-10.85	-27.20	-47.13					
0.65	-0.94	-10.23	-25.85	-45.08					
0.70	-1.10	-9.66	-24.61	-43.19					
0.75	-1.27	-9.14	-23.47	-41.43					
0.80	-1.45	-8.66	-22.40	-39.79	-59.72				
0.85	-1.65	-8.23	-21.41	-38.25	-57.65				
0.90	-1.86	-7.83	-20.48	-36.81	-55.70				
0.95	-2.08	-7.47	-19.61	-35.45	-53.86				
1.00	-2.32	-7.13	-18.79	-34.17	-52.12				
1.05	-2.58	-6.82	-18.02	-32.96	-50.47				
1.10	-2.86	-6.54	-17.29	-31.80	-48.90				
1.15	-3.15	-6.28	-16.60	-30.71	-47.41				
1.20	-3.46	-6.05	-15.95	-29.66	-45.98				
1.25	-3.80	-5.84	-15.34	-28.67	-44.62				
1.30	-4.15	-5.65	-14.75	-27.72	-43.31				

x	$J_0(x)$	$J_1(x)$	$J_2(x)$	$J_3(x)$	$J_4(x)$	$J_5(x)$	$J_6(x)$	$J_7(x)$	$J_8(x)$
1.35	-4.53	-5.47	-14.19	-26.81	-42.06	-59.32			
1.40	-4.93	-5.32	-13.67	-25.93	-40.85	-57.79			
1.45	-5.36	-5.19	-13.16	-25.10	-39.70	-56.32			
1.50	-5.82	-5.07	-12.69	-24.30	-38.59	-54.90			
1.55	-6.31	-4.97	-12.23	-23.53	-37.51	-53.53			
1.60	-6.83	-4.88	-11.80	-22.79	-36.48	-52.21			
1.65	-7.40	-4.82	-11.39	-22.08	-35.48	-50.93			
1.70	-8.00	-4.76	-11.00	-21.40	-34.52	-49.70			
1.75	-8.66	-4.73	-10.63	-20.74	-33.59	-48.50			
1.80	-9.37	-4.71	-10.28	-20.10	-32.69	-47.34			
1.85	-10.15	-4.70	-9.95	-19.49	-31.82	-46.22			
1.90	-11.00	-4.71	-9.63	-18.91	-30.98	-45.13			
1.95	-11.94	-4.74	-9.33	-18.34	-30.16	-44.08	-59.66		
2.00	-13.00	-4.78	-9.05	-17.79	-29.37	-43.05	-58.40		
2.10	-15.57	-4.91	-8.53	-16.76	-27.86	-41.08	-55.99		
2.20	-19.14	-5.10	-8.07	-15.79	-26.44	-39.22	-53.70		
2.30	-25.11	-5.35	-7.66	-14.90	-25.10	-37.46	-51.52		
2.40	-52.01	-5.68	-7.31	-14.06	-23.83	-35.79	-49.46		
2.50	-26.31	-6.07	-7.01	-13.29	-22.64	-34.20	-47.48		
2.60	-20.28	-6.54	-6.76	-12.57	-21.51	-32.69	-45.60	-59.95	
2.70	-16.93	-7.10	-6.57	-11.90	-20.45	-31.25	-43.81	-57.81	
2.80	-14.65	-7.75	-6.42	-11.29	-19.44	-29.88	-42.09	-55.75	
2.90	-12.98	-8.51	-6.32	-10.72	-18.49	-28.57	-40.44	-53.77	
3.00	-11.70	-9.39	-6.27	-10.20	-17.59	-27.32	-38.87	-51.88	
3.10	-10.69	-10.43	-6.26	-9.72	-16.74	-26.14	-37.36	-50.06	
3.20	-9.89	-11.66	-6.31	-9.29	-15.93	-25.00	-35.91	-48.30	
3.30	-9.26	-13.13	-6.41	-8.90	-15.18	-23.91	-34.51	-46.62	-59.98
3.40	-8.77	-14.93	-6.56	-8.56	-14.46	-22.88	-33.18	-44.99	-58.07
3.50	-8.40	-17.24	-6.77	-8.25	-13.79	-21.89	-31.89	-43.42	-56.23
3.60	-8.14	-20.40	-7.04	-7.99	-13.16	-20.95	-30.66	-41.91	-54.45
3.70	-7.98	-25.38	-7.36	-7.76	-12.57	-20.04	-29.47	-40.45	-52.73
3.80	-7.90	-37.84	-7.76	-7.58	-12.02	-19.18	-28.33	-39.05	-51.07
3.90	-7.92	-31.29	-8.23	-7.43	-11.50	-18.36	-27.24	-37.69	-49.46
4.00	-8.02	-23.60	-8.77	-7.33	-11.02	-17.58	-26.18	-36.38	-47.90
4.10	-8.21	-19.72	-9.41	-7.26	-10.58	-16.84	-25.17	-35.11	-46.39
4.20	-8.48	-17.16	-10.16	-7.24	-10.17	-16.13	-24.19	-33.88	-44.92
4.30	-8.85	-15.29	-11.02	-7.26	-9.80	-15.46	-23.25	-32.70	-43.50
4.40	-9.31	-13.86	-12.04	-7.33	-9.46	-14.82	-22.35	-31.56	-42.13
4.50	-9.88	-12.73	-13.24	-7.44	-9.16	-14.21	-21.49	-30.45	-40.79
4.60	-10.57	-11.82	-14.68	-7.60	-8.89	-13.64	-20.65	-29.38	-39.50
4.70	-11.39	-11.09	-16.45	-7.80	-8.65	-13.10	-19.86	-28.35	-38.25
4.80	-12.38	-10.50	-18.71	-8.06	-8.45	-12.59	-19.09	-27.35	-37.03

x	$J_0(x)$	$J_1(x)$	$J_2(x)$	$J_3(x)$	$J_4(x)$	$J_5(x)$	$J_6(x)$	$J_7(x)$	$J_8(x)$
4.90	-13.57	-10.04	-21.80	-8.38	-8.28	-12.11	-18.36	-26.39	-35.85
5.00	-15.01	-9.69	-26.64	-8.76	-8.15	-11.66	-17.65	-25.45	-34.70
5.10	-16.81	-9.44	-38.32	-9.20	-8.05	-11.24	-16.98	-24.55	-33.59
5.20	-19.15	-9.29	-33.26	-9.72	-7.99	-10.86	-16.33	-23.68	-32.51
5.30	-22.41	-9.22	-25.23	-10.32	-7.97	-10.50	-15.72	-22.84	-31.46
5.40	-27.70	-9.23	-21.24	-11.02	-7.98	-10.17	-15.13	-22.03	-30.44
5.50	-43.29	-9.33	-18.61	-11.83	-8.03	-9.87	-14.57	-21.25	-29.46
5.60	-31.38	-9.52	-16.69	-12.77	-8.12	-9.60	-14.04	-20.50	-28.50
5.70	-24.45	-9.79	-15.21	-13.88	-8.26	-9.36	-13.54	-19.77	-27.57
5.80	-20.75	-10.14	-14.02	-15.20	-8.43	-9.15	-13.06	-19.07	-26.67
5.90	-18.27	-10.60	-13.07	-16.80	-8.66	-8.97	-12.61	-18.40	-25.80
6.00	-16.44	-11.16	-12.29	-18.80	-8.93	-8.82	-12.19	-17.75	-24.95
6.10	-15.03	-11.84	-11.66	-21.45	-9.26	-8.71	-11.79	-17.13	-24.13
6.20	-13.90	-12.66	-11.15	-25.31	-9.65	-8.62	-11.42	-16.53	-23.34
6.30	-13.00	-13.64	-10.76	-32.38	-10.10	-8.56	-11.07	-15.96	-22.57
6.40	-12.28	-14.82	-10.46	-44.57	-10.62	-8.54	-10.75	-15.41	-21.83
6.50	-11.70	-16.26	-10.25	-29.03	-11.22	-8.55	-10.46	-14.89	-21.11
6.60	-11.24	-18.06	-10.12	-23.87	-11.91	-8.60	-10.19	-14.39	-20.41
6.70	-10.90	-20.41	-10.07	-20.74	-12.72	-8.68	-9.95	-13.91	-19.74
6.80	-10.66	-23.71	-10.11	-18.53	-13.65	-8.80	-9.74	-13.46	-19.09
6.90	-10.51	-29.14	-10.22	-16.85	-14.74	-8.97	-9.55	-13.04	-18.46
7.00	-10.46	-46.59	-10.42	-15.52	-16.04	-9.17	-9.39	-12.63	-17.86
7.10	-10.49	-31.99	-10.69	-14.44	-17.61	-9.42	-9.26	-12.25	-17.28
7.20	-10.60	-25.30	-11.06	-13.56	-19.57	-9.72	-9.15	-11.89	-16.72
7.30	-10.81	-21.66	-11.52	-12.84	-22.15	-10.07	-9.08	-11.56	-16.18
7.40	-11.10	-19.20	-12.08	-12.25	-25.85	-10.48	-9.03	-11.25	-15.66
7.50	-11.49	-17.38	-12.76	-11.77	-32.46	-10.95	-9.02	-10.96	-15.17
7.60	-11.99	-15.96	-13.57	-11.39	-50.10	-11.49	-9.03	-10.70	-14.70
7.70	-12.59	-14.83	-14.54	-11.10	-30.54	-12.12	-9.08	-10.46	-14.24
7.80	-13.33	-13.92	-15.71	-10.89	-25.08	-12.83	-9.16	-10.24	-13.81
7.90	-14.23	-13.18	-17.15	-10.77	-21.83	-13.66	-9.28	-10.05	-13.40
8.00	-15.31	-12.59	-18.94	-10.72	-19.55	-14.62	-9.43	-9.88	-13.02
8.10	-16.62	-12.12	-21.27	-10.74	-17.81	-15.74	-9.63	-9.74	-12.65
8.20	-18.26	-11.77	-24.54	-10.84	-16.44	-17.08	-9.86	-9.62	-12.30
8.30	-20.35	-11.51	-29.90	-11.02	-15.33	-18.71	-10.14	-9.53	-11.98
8.40	-23.20	-11.35	-46.59	-11.28	-14.41	-20.75	-10.47	-9.47	-11.68
8.50	-27.55	-11.27	-33.02	-11.61	-13.65	-23.46	-10.85	-9.43	-11.39
8.60	-36.70	-11.28	-26.23	-12.04	-13.02	-27.46	-11.29	-9.42	-11.13
8.70	-38.05	-11.38	-22.55	-12.56	-12.51	-35.09	-11.80	-9.45	-10.89
8.80	-28.13	-11.57	-20.07	-13.19	-12.09	-43.11	-12.37	-9.50	-10.68
8.90	-23.71	-11.84	-18.22	-13.95	-11.76	-30.10	-13.04	-9.58	-10.48
9.00	-20.88	-12.21	-16.78	-14.85	-11.52	-25.19	-13.79	-9.70	-10.31

x	$J_0(x)$	$J_1(x)$	$J_2(x)$	$J_3(x)$	$J_4(x)$	$J_5(x)$	$J_6(x)$	$J_7(x)$	$J_8(x)$
9.10	-18.84	-12.67	-15.63	-15.93	-11.35	-22.14	-14.67	-9.85	-10.16
9.20	-17.28	-13.25	-14.70	-17.24	-11.26	-19.95	-15.68	-10.04	-10.04
9.30	-16.05	-13.96	-13.95	-18.86	-11.23	-18.28	-16.88	-10.26	-9.94
9.40	-15.05	-14.82	-13.33	-20.92	-11.28	-16.94	-18.31	-10.53	-9.86
9.50	-14.25	-15.85	-12.85	-23.70	-11.40	-15.85	-20.06	-10.85	-9.81
9.60	-13.60	-17.11	-12.47	-27.89	-11.59	-14.94	-22.30	-11.21	-9.78
9.70	-13.08	-18.66	-12.19	-36.33	-11.86	-14.19	-25.36	-11.63	-9.78
9.80	-12.68	-20.65	-12.00	-40.26	-12.21	-13.56	-30.15	-12.11	-9.81
9.90	-12.38	-23.30	-11.90	-29.29	-12.64	-13.04	-41.71	-12.66	-9.87
10.00	-12.18	-27.24	-11.88	-24.67	-13.17	-12.61	-36.80	-13.28	-9.96



Appareils de laboratoire

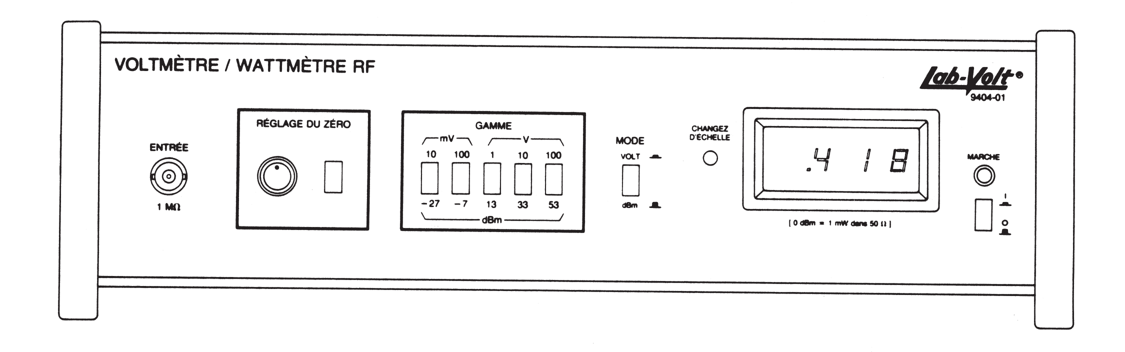
B.1 Étalonnage et utilisation du wattmètre Lab-Volt 9404

Faire le zéro en enfonçant d'abord le bouton *RÉGLAGE DU ZÉRO* (ou *ZERO ADJUST*) et ensuite tourner le potentiomètre jusqu'à ce que l'affichage indique zéro.

Ensuite, appliquer le signal qu'on désire mesurer à l'entrée tout en prenant soin de bien adapter les impédances.

Faire le réglage de l'échelle en s'assurant que la DEL *CHANGEZ D'ÉCHELLE* (ou *CHANGE SCALE*) est éteinte.

L'affichage est la tension efficace du signal à l'entrée ou bien sa puissance en dBm, le tout dépendant de la position du bouton *mode*.



B.2 Mode d'emploi du générateur de fonctions double Lab-Volt 9402

MODE D'EMPLOI

① CONNECTEURS À 9 BROCHES – Permettent de constituer un bus d'alimentation distribuant le courant.

② RÉGLAGES DE FRÉQUENCE A et B – Permettent de faire varier de façon continue la fréquence du signal de sortie du générateur A et du générateur B.

③ FRÉQUENCE DE SORTIE – Affichage à 4 chiffres donnant une lecture de la fréquence du signal de sortie du générateur A ou B. L'affichage est muni d'un système de suppression des zéros prédécesseurs. Il clignote en cas de dépassement de la capacité du compteur. Cependant, la partie du compte indiquée est valable. L'indicateur lumineux indique si l'affichage est exprimé en hertz ou en kilohertz.

④ BOUTONS-POUSSOIRS A et B – Interrupteurs permettant d'obtenir l'affichage de la fréquence du signal de sortie du générateur A lorsque le bouton A est enfoncé ou celui du générateur B lorsque le bouton B est enfoncé.

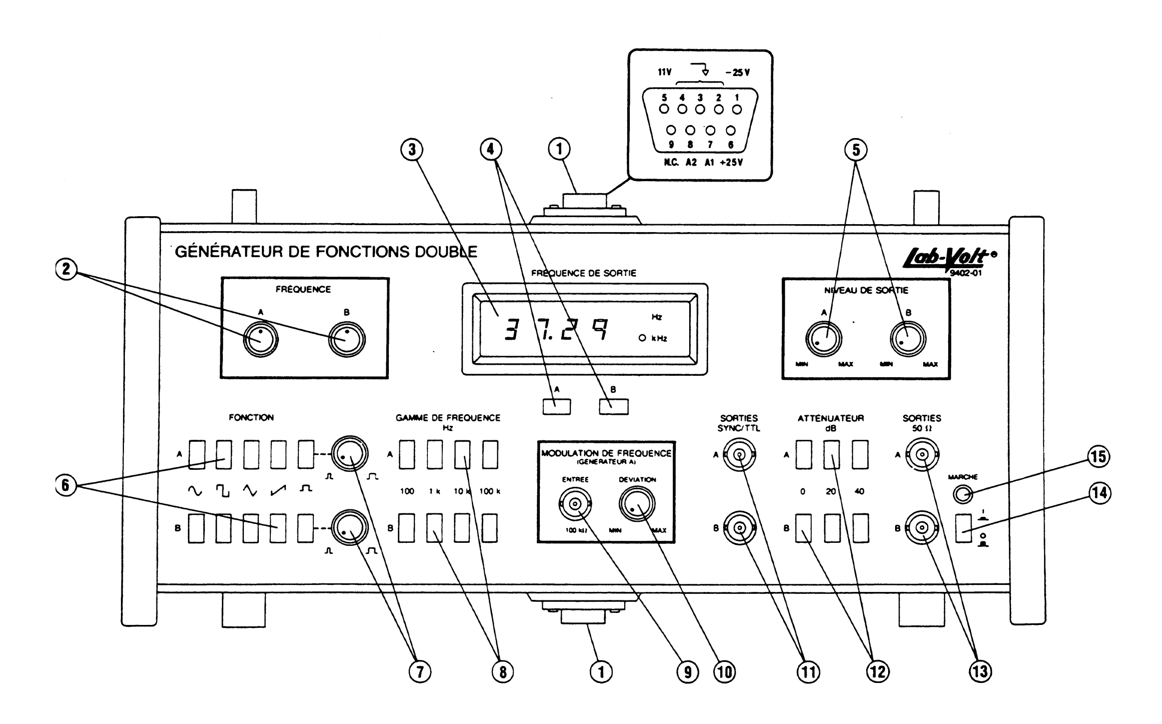


Figure 1. Façade du module.

(5) RÉGLAGES DU NIVEAU DE SORTIE A et B – Permettent de faire varier de façon continue le niveau du signal de sortie de chaque générateur. Le signal varie de 1 V à 10 V c-à-c lorsque le sélecteur d'atténuation (12) est à zéro, de 100 mV à 1 V lorsqu'il est à 20 dB et de 10 mV à 100 mV lorsqu'il est à 40 dB.

(6) SÉLECTEURS DE FONCTION – Interrupteurs à verrouillage permettant d'acheminer aux sorties A et B un signal sinusoïdal, carré, triangulaire, en dents de scie ou des impulsions.

(7) COMMANDE DU COEFFICIENT D'UTILISATION – Ces boutons permettent de faire varier la durée de l'impulsion de 10 à 90% du cycle.

(8) SÉLECTEURS DE GAMME DE FRÉQUENCE – Interrupteurs à verrouillage permettant de choisir la gamme de fréquence pouvant être couverte à l'aide des boutons de réglage de fréquence (2). Les 4 plages disponibles sont: 10 à 100 Hz, 100 Hz à 1 kHz, 1 kHz à 10 kHz et 10 kHz à 100 kHz.

(9) ENTRÉE MF – Prise BNC permettant d'acheminer le signal modulant au modulateur de fréquence du générateur A.

(10) RÉGLAGE DE LA DÉVIATION – Permet de faire varier de façon linéaire le pourcentage de déviation causée par le signal acheminé à l'entrée (9). Pour un signal de 10 V c-à-c à l'entrée du modulateur de fréquence le taux de modulation peut varier de 0 à environ 50% de la fréquence de la porteuse.

(11) SORTIES SYNC TTL – Le signal de synchronisation disponible à cette sortie est un signal compatible TTL. Le front de ce signal est synchronisé avec le passage à zéro dans le sens croissant des signaux sinusoïdal, carré, triangulaire ou en dents de scie du même générateur. Le milieu de chaque première alternance positive de ce signal de synchronisation correspond au milieu de l'impulsion du générateur.

(12) ATTÉNUATEUR – Interrupteur à verrouillage permettant de sélectionner l'atténuation du signal de sortie (13) des générateurs A et B de 0, 20 ou 40 dB. Lorsque l'atténuation est 0, le niveau maximal du signal de sortie à circuit ouvert est 10 V c-à-c.

(13) SORTIE – Sortie des signaux des générateurs A et B. Son impédance est de 50 Ω.

(14) INTERRUPTEUR D'ALIMENTATION – Lorsqu'il est enfoncé (position I), ce bouton vient brancher les régulateurs locaux du module au bus d'alimentation du système. Cependant même si le bouton est dans la position O , l'alimentation des autres modules n'est pas coupée.

(15) MARCHE – Témoin lumineux vert s'allumant dès que le module est sous tension.

Bibliographie

[Anr04] Anritsu, Morgan Hill, USA. *Spectrum Master MS2711D User's Guide*, 2003-2004.

[BCEL07] N. Benvenuto, R. Corvaja, T. Erseghe, and N. Laurenti. *Communication Systems : Fundamentals and Design Methods*. John Wiley and Sons, 2007.

[Cho10] J.-Y. Chouinard. *GEL-3006 : Systèmes de communications*. Université Laval, Québec, septembre 2010. Notes de cours.

[Cou07] L.W. Couch. *Digital and Analog Communications*. Prentice-Hall, 2007. 7e édition.

[Hay01] S. Haykin. *Communication Systems*. John Wiley and Sons, 2001. 4e édition.

[Lab86a] Lab-Volt Ltée, Québec. *Digital Communications : Volume 1 Pulse Modulation and Sampling*, 1986. 1ère édition.

[Lab86b] Lab-Volt Ltée, Québec. *Télécommunications analogiques : Volume 2 MA/DBL/BLU*, 1986. 2e édition.

[Lab87a] Lab-Volt Ltée, Québec. *Digital Communications : Volume 2 Digital Modulation*, 1987. 1ère édition.

[Lab87b] Lab-Volt Ltée, Québec. *Digital Communications : Volume 3 Modems and Data Transmission*, 1987. 1ère édition.

[Lab87c] Lab-Volt Ltée, Québec. *Télécommunications analogiques : Volume 1 Instruments et techniques de mesure*, 1987. 4e édition.

[Lab87d] Lab-Volt Ltée, Québec. *Télécommunications analogiques : Volume 3 MF/MP*, 1987. 2e édition.

[LD09] B.P. Lathi and Z. Ding. *Modern Digital and Analog Communication Systems*. Oxford University Press, 2009. 4e édition.

[SBS96] M. Schwartz, W.R. Bennett, and S. Stein. *Communication Systems and Techniques*. IEEE Press, 1996. 3e édition.

[Str90] F.G. Stremler. *Introduction to Communication Systems*. Addison-Wesley, 1990. 3e édition.

[Tex] Textronix, Beaverton, USA. *TDS1000- and TDS2000- Series Digital Storage Oscilloscope 071-1064-00*, .

[Tom01] W. Tomasi. *Electronic Communications Systems*. Prentice-Hall, 2001. 4e édition.

[You99] P.H. Young. *Electronic Communication Techniques*. Prentice-Hall, 1999. 4e édition.

[ZT09] R.E. Ziemer and W. Tranter. *Principles of Communications : Systems, Modulation and Noise*. John Wiley and Sons, 2009. 4e édition.